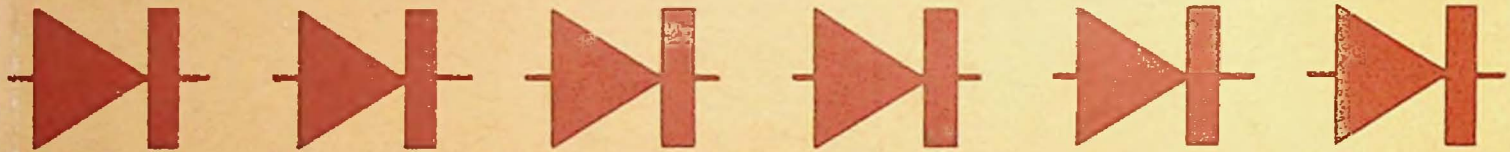
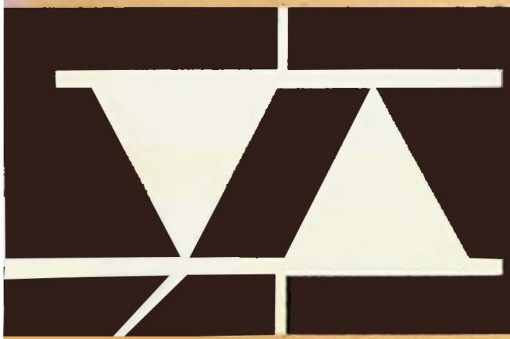
Buchreihe »Elektronik« 48





Bergtold

Triacs, Thyristoren 1

Reihe Elektronik 48

Fritz Bergtold

Triacs, Thyristoren 1

Verlag Frech Stuttgart-Botnang

ISBN 3-7724-0111-2

1. Auflage 1971

© 1971 Verlag und Druckerei M. Frech, Stuttgart-Botnang Druck: Frech Stuttgart-Botnang

Vorwort

Mit diesem Buch soll eine knapp aber doch gut verständlich abgefaßte Einführung in die Technik der Thyristoren und Triacs gegeben werden. Sein Inhalt ist auf die kleineren Typen dieser Bauelemente ausgerichtet. Er betrifft somit vorwiegend die Haushalt- und Werkstatt-Elektronik.

Der Leser erfährt zunächst einmal das Wesentliche über die Thyristoren und Triacs. Dabei lernt er deren, den Anwender interessierenden, Eigenheiten gewissermaßen persönlich kennen. Dann wird die Bekanntschaft mit den zum Erzeugen der Startimpulse benötigten Bauelementen und Schaltungen vermittelt.

Hieran anschließend folgen eine eingehende und vergleichsweise Behandlung der Steuerungsmethoden mit den dabei auftretenden Problemen, sowie eine gründliche Erörterung der Mittel zum Erreichen eines sicheren, störungsfreien Betriebs.

Der gesamte Inhalt ist auf das Verwenden der Triacs und Thyristoren in der Praxis abgestellt. Dazu gehört unter anderem die Behandlung einer sorgfältigen Auswahl erprobter Dimmerschaltungen, jeweils mit Schaltplan, ausführlicher Funktionsbeschreibung und genauem Dimensionierungshinweis.

Einerseits um für das in der Praxis Wichtige genügend Platz zu schaffen, anderseits aber, um dem Leser Mühe zu ersparen und seine ihm kostbare Zeit nicht unnötig zu beanspruchen, wurde alles beiseite gelassen, was ihn nur belasten würde, ohne seine nutzbringend verwertbaren Kenntnisse nennenswert zu vermehren.

In einem zweiten Buch werden, aufbauend auf dem hier geboten, interessante Anwendungsbeispiele gebracht.

F. Bergtold

Inhalt Band 2

Triac-Schaltungen für Dimmer
Steuern mit Thyristoren
bei Anschluß an Wechselspannung
Thyristor im Betrieb an Gleichspannung
Integrierte Schaltung zum Steuern
von Thyristoren und Triacs
Zwei mit Triacs arbeitende
Dämmerungsschalter
Thyristor-Temperaturregelschaltung
Thyristor-Motor-Zündschaltung
Drei Motor-Steuerschaltungen mit Triacs
Schaltungen mit Thyristor-Tetroden
Sachverzeichnis

Inhalt

Der Thyristor 7

Der Triac 22

Thyristor und Triac als einfache Schalter 27

Trigger zum Starten des Stromdurchgangs 33

Stromflußwinkel-Beeinflussung und Wellenpaket-Steuerung ... 46

Der Hysterese-Effekt 50

Triac und Thyristor als Wechselstrom-Schalter für induktive Last 57

HF-Störungen wirksam bekämpft 66

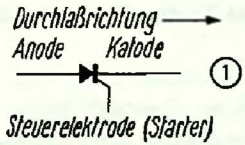
Bekanntschaft mit der Thyristor-Tetrode 73

Sachverzeichnis 76

Der Thyristor

Erste Erklärung und Schaltzeichen

Ein Thyristor ist ein elektronischer Schalter, mit dem man einen Strom wohl einschalten, im allgemeinen jedoch nicht so ohne weiteres ausschalten kann.
Etwas genauer: Mit Thyristor bezeichnet man ein an sich für seine Durchlaßrichtung gesperrtes (dafür blockiertes) Siliziumventil, das für diese Richtung mit Hilfe eines Starters entsperrt werden kann. Außer dem **Starter** (der Steuerelektrode, die meistens lediglich ein Entsperren, nicht aber ein Sperren ermöglicht), hat der Thyristor zwei weitere Elektroden: eine **Anode** und eine **Katode. Bild 1** zeigt das entsprechende Schaltzeichen.
Den Starter nennt man auch **Tor** oder **Steuerelektrode** oder **Gate** oder **Gatter.**
Der erste Teil des Wortes Thyristor ist der griechischen Sprache entlehnt und bedeutet Tür oder Tor. Der zweite Teil dieses Wortes stammt von der lateinischen Bezeichnung eines Widerstandes (resistor).



Das Schaltzeichen des Thyristors mit seinen drei Anschlüssen. Seine Hauptstrecke (Schaltstrecke) liegt zwischen Anode und Katode. Seine Steuerstrecke verbindet (zusätzlich) den Starter mit der Katode.

Vorfahren der Thyristoren

Elektrische Ventile, die mit Hilfe einer Steuerelektrode (eines Starters) für eine der beiden Stromrichtungen in den Durchlaßzustand versetzt, damit aber nicht gesperrt werden können, gab es schon früher. Die eigentlichen Vorfahren des Thyristors sind:

- Das **Excitron** und das **Ignitron,** beides Gefäße mit Anode, Quecksilberkatode und Steuerelektrode. Die Steuerelektrode ermöglicht das Einleiten, nicht aber das Sperren eines (Lichtbogen-)Stromes zwischen Katode und Anode.
- Die **Kaltkatoden-Relaisröhre** mit Anode, kalter Katode und Steuerelektrode (dem Starter) in einem mit Edelgas unter geringem Druck gefüllten Glaskolben. Mittels des Starters kann das Einsetzen, aber nicht das Unterbrechen eines Glimmstromes zwischen Katode und Anode bewirkt werden.

Oft nennt man als Vorfahren der Thyristoren auch die Thyratrons. Das sind Röhren mit Anode und geheizter Katode sowie mit einem dazwischen angeordneten „Steuergitter". Die Thyratrons verhalten sich zwar auch so, wie die vorstehend genannten Bauelemente. Doch beruht ihr Verhalten auf einer etwas anderen Funktion der Steuerung.

Sonstige Verwandtschaft

Verwandt mit dem (normalen) Thyristor ist die **Thyristor-Tetrode,** eine Abart des Thyristors. Die Thyristor-Tetrode hat, wie ihre Bezeichnung andeutet, vier Elektroden, und zwar zwei Steuerelektroden statt nur einer Steuerelektrode. Die zweite Steuerelektrode dient entweder zum Beeinflussen der elektrischen Eigenschaften des Thyristors oder aber (in anderen Typen) zum Sperren des Stromdurchgangs bzw. als Anode, wobei diese die Rolle der anodenseitigen Steuerelektrode spielt.
Der Abkömmling des Thyristors ist der **Triac,** nämlich ein Halbleiter-Bauelement, das im wesentlichen zwei antiparallel betriebenen Thyristoren entspricht. Der Triac kann aber im Gegensatz hierzu mittels seiner einzigen Steuerelektrode für beide Stromrichtungen in den Durchlaßzustand versetzt werden. Man verwendet ihn daher für Wechselstrom und nennt ihn gelegentlich **Vollweg-Thyristor.**

Was man als Anwender von Thyristoren nicht zu wissen braucht

Überflüssig ist es für den Anwender von Thyristoren, sich mit dem Aufbau des Thyristorensystems, mit den inneren Zuständen im gesperrten bzw. entsperrten System, sowie mit den inneren Vorgängen beim Einleiten und Abbrechen des Stromdurchgangs zu befassen. Sogar die Befestigung des Systems im Gehäuse kann dem Anwender an sich gleichgültig sein.
Für ihn hat es keine nennenswerte Bedeutung, wie der Entwickler des Thyristorsystems, der Konstrukteur des Gehäuses und des System-Einbaus sowie die Fertigung die in den Datenlisten garantierten Eigenschaften und Werte erreicht haben bzw. worin die für Spannungs-, Strom- und Verlustleistungswerte sowie für die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung einzuhaltenden und in den Datenlisten ebenfalls genannten Grenzen letztlich bedingt sind.

Was für den Anwender Bedeutung hat

In allererster Linie muß der Anwender wohl erfahren, daß es Thyristor-Typen für sehr große Bereiche der Spannungen und Ströme gibt: Es sind Thyristoren für Spannungen von Zehnern von Volt bei Strömen von einem Zehntel eines Ampere bis zu Typen für Span-

nungen bis z. Z. 1600 V und für Ströme von mehreren Hundert Ampere erhältlich.
Dann ist es für den Anwender wichtig zu wissen, welche Besonderheiten die Thyristoren gegenüber anderen Schaltern aufweisen. Dabei dürfte es zweckmäßig sein, Kleinthyristoren mit Schalttransistoren und Leistungs-Thyristoren mit Schaltern, die mechanisch gegeneinander bewegbare Kontakte haben, zu vergleichen.
Weiterhin muß der Anwender über das (äußere) Verhalten des Thyristors orientiert sein, wozu eine gewisse Kenntnis der Thyristor-Kennlinien wohl eine wesentliche Grundlage darstellt.
Um den für den jeweiligen Fall besonders geeigneten Thyristortyp auswählen zu können, ist eine Übersicht über das erforderlich, was die in den Datenlisten der Herstellerfirmen enthaltenen Kenn- und Grenzwerte besagen.
Schließlich sollte man sich als Anwender schon von vornherein etwas mit charakteristischen Thyristor-Schaltungen bekannt machen.

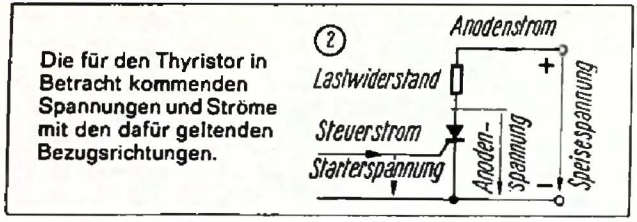
Kleinthyristor und Schalttransistor

Kleinthyristoren haben gegenüber Schalttransistoren den **Vorteil**, daß der Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand beim Kleinthyristor ein Kippvorgang ist und auch der entgegengesetzte Übergang in einem Kippen besteht. Das bedeutet einfachere Schaltungen und automatisches Ausschließen von Zwischenzuständen. Einfachere Schaltungen ergeben sich allerdings lediglich in Wechselstromkreisen, weil nur da der Übergang vom Durchlaßzustand in den Sperrzustand des Thyristors auf einfache Weise erreichbar ist.

Als Vorteile der Schalttransistoren sind zu nennen: die geringere Steuerleistung, die Möglichkeit, den Wechsel vom Durchlaß- in den Sperrzustand ebenfalls mit dem Steuern bewirken zu können, die wesentlich geringere Restspannung im Durchschaltzustand und das wesentlich einfachere Schalten bei Gleichspannungsbetrieb. Dazu kommt, daß Schalttransistoren in weit mehr Varianten erhältlich sind als Kleinthyristoren.
Man wird deshalb dem Kleinthyristor vor dem Schalttransistor da den Vorzug geben, wo ein passender Kleinthyristor-Typ verfügbar ist, es sich um Wechselspannungsbetrieb handelt, die Schaltzeiten nicht sehr kurz sowie die Restspannung nicht sehr klein zu sein brauchen und nicht etwa die Kosten dagegen sprechen.

Leistungs-Thyristor und Schalter

Verwendet man den Thyristor nur ebenso wie einen Schalter mit mechanisch bewegten Kontakten, so erweisen sich für den Thyristor als **Vorteile:**



- weit kürzere Schaltzeiten
- prellfreies Schalten
- kein Verschleiß
- elektrische Steuerleistung zum Betätigen nur gering
- Wechselstrom-Unterbrechung zwangsläufig beinahe im Strom-Nulldurchgang.

Als **Nachteile** des Thyristors sind hier zu erwähnen:

- Auftreten einer Restspannung (1 ... 2) V im Durchschaltzustand (einer **Durchlaßspannung**)
- Fließen eines, wenn auch nur sehr geringen Reststromes im Sperrzustand
- Geringere Widerstandsfähigkeit gegenüber elektrischen Überlastungen
- Fehlen eines optischen Merkmals für den Schaltzustand.

Über das hinaus, was ein Schalter mit mechanisch bewegten Kontakten ermöglicht, gestattet es der Thyristor z. B., den Wechselstrom während jeder einzelnen (für ihn positiven) Halbwelle zu einem wählbaren Zeitpunkt zu schalten und damit den sich hierbei ergebenden zeitlichen Mittelwert des Stromes zu steuern.

Diese Möglichkeit folgt aus den im Vergleich zu mechanischen Schaltern sehr kurzen Schaltzeiten.

Thyristor-Ausgangskennlinien

Die Ausgangskennlinien betreffen das Verhalten der Thyristor-Strombahn zwischen Anoden- und Katodenanschluß. Diese Strombahn wird auch **Hauptstrecke** oder **Schaltstrecke** genannt.

In **Bild 2** sind die hierzu interessierenden Spannungen und Ströme eingetragen. Das **Bild 3** veranschaulicht, wie der Anodenstrom mit der Anoden-Katoden-Spannung des Thyristors zusammenhängt. Dabei handelt es sich um dreierlei Zusammenhänge, die einzeln erläutert werden müssen. Diesen Zusammenhängen sind zugeordnet:

- die Durchlaßkennlinie
- die Blockierkennlinien für konstante Starterstromwerte
- die Sperrkennlinien für konstante Starterstromwerte.

Die Durchlaßkennlinie

Diese Kennlinie verläuft im Bild 3 fast senkrecht, und zwar dicht neben der senkrechten Stromachse. Sie zeigt, daß die Thyristor-Durchlaßspannung gering ist

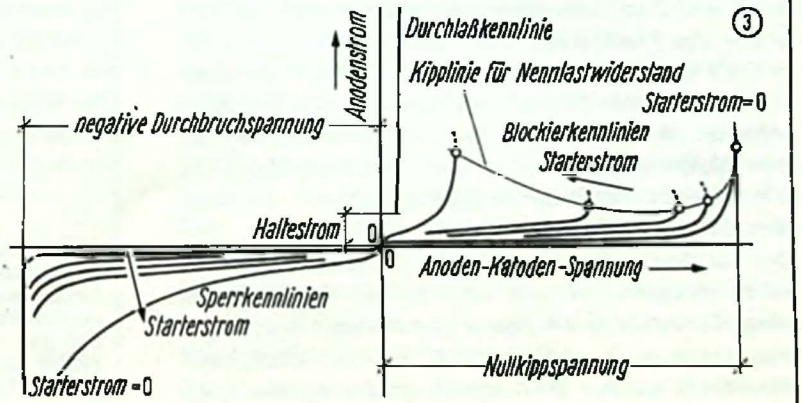
und beim Erhöhen des Durchlaßstromes nur wenig zunimmt.

Gegenüber den Spannungen, die die anderen Kennlinien des Bildes 3 betreffen, mußte die Durchlaßspannung hier der Deutlichkeit halber stark übertrieben werden.

Die Durchlaßkennlinie, die sonst der eines anderen Siliziumventils sehr ähnelt, endet unten bereits vor dem Nullpunkt des Achsenkreuzes. Demgemäß hat der Durchlaßstrom einen endlichen Mindestwert. Diesen bezeichnet man als den **Haltewert des Durchlaßstromes** oder kurz als **Haltestrom.** Beim Absenken des Durchlaßstromes bis auf diesen Wert kippt der Thyristor aus dem Durchlaßzustand in den Blockierzustand zurück. Der Haltewert des Durchlaßstromes ist somit die untere Grenze des Anodenstrombereiches, in dem der Durchschaltzustand erhalten bleibt.

Die Sperrkennlinien

Diese Kennlinien sind im Bild 3 links unten eingetragen. Für fehlenden oder sehr geringen Starterstrom stimmt die Thyristor-Sperrkennlinie im wesentlichen mit der Sperrkennlinie eines damit vergleichbaren Siliziumventils überein. Für höhere Werte des Starterstromes sind die Sperrströme höher und die Sperr-



Die Thyristor-Ausgangskennlinien, nämlich die Blockierkennlinien, die Durchlaßkennlinie und die Sperrkennlinien. Die Durchlaßkennlinie endet unten mit dem Haltestromwert. Bezüglich der Durchlaßkennlinie ist der Spannungsmaßstab sehr vergrößert. Für das Darstellen der Blockierkennlinien, der Kipplinie und der Sperrkennlinien sowie des Haltestromes wurde ein im Vergleich zu dem Laststromdarstellen sehr großer Maßstab gewählt. Die Kipplinie ist die Linie, auf der die Blockierkennlinien (im Zusammenhang mit dem Starten des Stromdurchgangs zwischen Katode und Anode) enden. Ihr Verlauf hängt außer vom Thyristor von dem zeitlichen Verlauf des den Stromdurchgang startenden Impulses und etwas von den elektrischen Eigenschaften des mit dem Thyristor zu schaltenden Stromkreises ab.

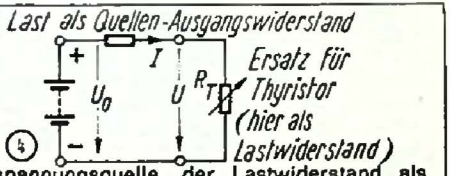
spannungen geringer. Mit steigender Temperatur nehmen die Beträge der Sperrströme zu und wachsen mit zunehmender Sperrspannung bereits früher an. Die Durchbruchspannungen (Spannungen für senkrechten Verlauf der Anodenstrom-Anoden-Katoden-Spannungs-Kennlinie) fallen aber mit steigender Temperatur etwas höher aus.

Die Blockierkennlinien und die Kippkennlinie

Bild 3 enthält diese Kennlinien in seiner rechten Hälfte. Ihr Verlauf entspricht zunächst ziemlich genau dem der Sperrkennlinien. In Wirklichkeit ist diese Übereinstimmung meistens etwas geringer als dies in Bild 3 gezeigt wird. Zum Unterschied gegen die Sperrkennlinien enden die Blockierkennlinien etwa da, wo die senkrechten Abschnitte beginnen würden. Das Ende einer Blockierkennlinie bedeutet, daß der Thyristor bei Überschreiten des hierzu gehörenden Anodenstromes aus dem Blockierzustand in den Durchschaltzustand kippt. Die Linie auf der diese Endpunkte liegen, heißt demgemäß Kippkennlinie.
Der für dieses Kippen geltende Zusammenhang zwischen Anodenstrom und Anoden-Katoden-Spannung hängt bezüglich des Kippens selbst außer vom Thyristor etwas auch von dem mit ihm zu schaltenden Stromkreis ab. Der im Anschluß an das Kippen stattfindende Übergang aus dem Blockierzustand in den Durchschaltzustand wird ausschließlich von den Eigenschaften des Stromkreises bestimmt, in dem der Thyristor die Rolle eines Schalters spielt.

Das Kippen in den Durchschaltzustand

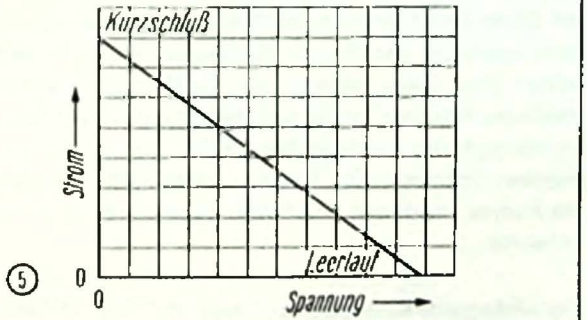
Für die hier folgenden Betrachtungen sei ein Stromkreis mit einer Gleichspannungsquelle und einem ohmschen Lastwiderstand vorausgesetzt (Bild 4).
Um den Kippvorgang zu studieren, gliedert man den Stromkreis nach Bild 4 zweckmäßigerweise einerseits in die Hintereinanderschaltung der Quelle mit dem Lastwiderstand und anderseits in den Thyristor auf. Damit kommt man zu zweierlei Kennlinien, nämlich für die Kombination der Quelle mit dem Lastwiderstand zu der Widerstandsgeraden und für den Thyristor zu den hier in Frage stehenden Thyristor-Kennlinien.
Die **Widerstandsgerade** ergibt sich für den Zusammenhang zwischen Spannung am Stellwiderstand R_T, der in der Schaltung nach **Bild 4** den Thyristor vertritt,



Vom Thyristor geschalteter Stromkreis so gezeichnet, daß die Quelle als Urspannungsquelle, der Lastwiderstand als Quellen-Ausgangswiderstand und der Thyristor als variabler Lastwiderstand auftreten.

und dem Strom. Hat R_T den Widerstandswert Unendlich (Leitwert = 0 S), so stimmt die Spannung an R_T mit der Quellen-Urspannung überein. Hat R_T den Widerstandswert 0 Ω, so ist auch die Spannung an R_T gleich Null.

Im ersten Fall hat der Strom den Wert Null. Im zweiten Fall ist der Stromwert gleich dem Verhältnis der Quellenspannung zum Lastwiderstand. Zwischen diesen beiden Fällen hängen Spannung und Strom bei ohmschem Lastwiderstand R_l linear zusammen, was der Bezeichnung »Widerstandsgerade« entspricht **(Bild 5).** Nur für die daran interessierten Leser sei hier kurz auf die Gleichung der Widerstandsgerade eingegangen. Als Formelzeichen mögen hierzu gelten:



⑤

Eine Strom-Spannungs-Quellenkennlinie für konstante Werte der Urspannung und des Quellen-Ausgangswiderstandes.

U_0 = Quellen-Urspannung I = jeweiliger Strom
U = jeweilige Spannung R_l = Lastwiderstand

Damit gilt: $U = U_0 - I \cdot R_l$ oder $I = \frac{U_0 - U}{R_l}$
oder $I \cdot R_l = U_0 - U$

Mit einem gegenüber den Bildern 3 und 5 verdreifachten Strommaßstab enthält **Bild 6** die Widerstandsgerade aus Bild 5 für die Quelle mit der Last sowie aus Bild 2 für den Thyristor die Kippkennlinie, d. h. die Linie der »Endpunkte« der Blockierkennlinien, die Durchlaßkennlinie und zwei Blockierkennlinien.

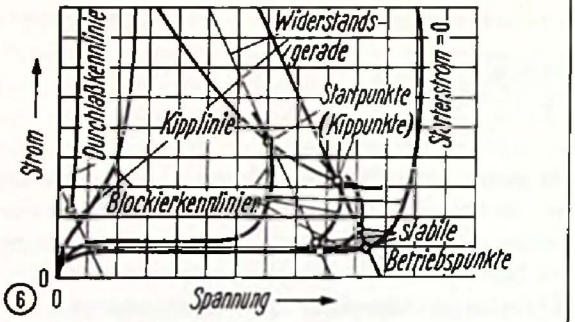
Zusätzlich sind in Bild 6 zwei weitere Widerstandsgeraden für denselben Lastwiderstand aber für kleinere Quellen-Urspannungen und eine im Bild 3 nicht enthaltene Blockierkennlinie eingetragen.

Es sei zunächst der zu der dick eingetragenen Widerstandsgerade gehörende Fall betrachtet.

Wird der Starterstrom von Null aus erhöht, so passiert zunächst noch wenig: Die Widerstandsgerade schneidet die hierzu gehörenden Blockierkennlinien. Der »Blockierstrom« steigt dabei dem Schnittpunkt gemäß etwas an.

Die hierzu gehörenden Schnittpunkte zwischen der jeweiligen Blockierkennlinie und der Widerstandsgeraden betreffen stabile Betriebsfälle:

Bei etwas erhöhtem Strom steht weniger Spannung zur Verfügung als für diesen Strom notwendig wäre.



Dick eingezeichnete Widerstandsgerade nach Bild 5, Durchlaßkennlinie und Kipplinie aus Bild 3.

Bei etwas abgesenktem Strom ist überschüssige Spannung verfügbar.

Sobald derjenige Starterstrom erreicht ist, für den die ihm zugeordnete Blockierkennlinie die Widerstandsgerade nicht mehr schneidet, sondern eben noch berührt, enden die stabilen Zustände. Schon das geringste weitere Ansteigen des Starterstromes führt dazu, daß nun der Strom im Sinne der Widerstandsgeraden sprunghaft ansteigt. Erst mit dem Betriebsfall, der dem Schnittpunkt zwischen dieser Widerstandsgeraden und der Durchlaßkennlinie entspricht, wird ein neuer stabiler Zustand, nämlich der Durchschaltzustand des Thyristors erreicht.

Genau das dem entsprechende gilt auch für die in Bild 6 dünn eingetragene Widerstandsgerade, der eine niedrigere Quellenspannung zugrunde liegt. Setzt man die Quellenspannung immer weiter herunter, so kommt man schließlich in der Darstellung nach Bild 6 mit dem Schnittpunkt 3 zwischen Durchlaßkennlinie und Widerstandsgerade auf den unteren Endpunkt der Durchlaßkennlinie (Bild 6 links unten). Sowie die Quellenspannung nur mehr ein ganz klein wenig weiter abnimmt, gibt es keinen solchen Schnittpunkt mehr. Demgemäß kippt der Thyristor aus dem Durchschaltzustand in den Sperrzustand zurück.

Man beachte, daß dem Bild 6 der Übersichtlichkeit zuliebe ein unverhältnismäßig hoher Lastwiderstandswert zugrunde liegt. In Wirklichkeit hat man es bei betriebsmäßigen Durchschaltzuständen normalerweise mit Strömen zu tun, deren Werte hohe Vielfache der Stromwerte zu den Blockierkennlinien und des Haltewertes sind. Dazu gehört, daß die Kippunkte auf den Blockierkennlinien (entgegen Bild 6) etwa dort liegen, wo sie aus dem senkrechten Verlauf nach links abzuweichen beginnen. Die Kipplinie verbindet somit etwa die Punkte, in denen die Blockierkennlinien senkrecht verlaufen.

Die wichtigsten Grenzwerte

Da steht natürlich an erster Stelle der höchstzulässige Wert der periodisch auftretenden Spitzenspannung

(für die Sperrichtung **Abbruchspannung** und für das Blockieren in Durchlaßrichtung **Nullkippspannung**).
An zweiter Stelle kommen der höchstzulässige Strom-Effektivwert sowie der höchstzulässige arithmetische Mittelwert und die höchstzulässige Temperatur des Thyristorsystems.
Zu den wichtigsten Grenzwerten gehören aber auch die höchstzulässigen Werte für den Starterstrom, für die Starter-Katoden-Spannung sowie für die Starter-Verlustleistung bzw. für die Starter-Verlustarbeit.
Ein weiterer Grenzwert, der in manchen Fällen sorgsam beachtet werden muß, gilt für die **Anstiegsgeschwindigkeit** der Anoden-Katoden-Spannung: Ist diese Geschwindigkeit zu hoch, so kippt der Thyristor sogar bei fehlendem Steuerstrom in den Durchlaßzustand. Das passiert vor allem bei höherer Temperatur des Thyristorsystems.
Verwendet man folgendes Formelzeichen:
U_D = Anoden-Katoden-Spannung (Durchlaßspannung)
t = Zeit, so schreibt man für die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung

$$\frac{dU_D}{dt}$$

Das liest man »Deh U deh nach deh Teh«.
Schließlich sei hier noch auf die Freiwerdezeit hingewiesen. Sie selbst stellt zwar eine Thyristor-Eigenschaft dar, ist aber als Grenzwert einzuhalten.
Unter der **Freiwerdezeit** hat man in der Regel die Zeit zu verstehen, die nach dem Nulldurchgang des Stromes als Folge der Sperrung des Thyristors verstreicht, bis das Thyristorsystem wieder in der Lage ist, den Stromdurchgang gegenüber der der Durchlaßrichtung gemäß angelegten Anoden-Katoden-Spannung zu blockieren.
Mit der Freiwerdezeit muß man allerdings vorsichtig sein. Manchmal wird nur der größere Teil der eben als Freiwerdezeit angegebenen Zeitspanne als solche bezeichnet und der erste Abschnitt dieser Zeitspanne **Sperrverzögerungszeit** genannt.

Die wichtigsten Kennwerte

Hiervon sind wohl zuerst zu nennen: Der zum Kippen aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand gehörende Starterstrom und die ihm zugeordnete Starter-Katoden-Spannung.
Man drückt sich dabei vielfach noch so aus, wie das zur Zeit der Bogenlampen üblich war, indem man den eben genannten Starterstrom als Zündstrom und die hierzu gehörende Spannung als Zündspannung bezeichnet. Manchmal sagt man statt dessen auch Torstrom und Torspannung. Doch ist das zumindest ungenau.
Ein dritter, wichtiger Kennwert ist der thermische Widerstand, über dessen Bedeutung und Verwertung jedoch an dieser Stelle nichts ausgeführt werden

kann. Es sei hier nur darauf hingewiesen, daß bei gegebenen Werten für die höchstzulässige Thyristortemperatur die sich in Wärmeleistung umsetzende Thyristor-Verlustleistung um so höher sein darf, je kleiner der thermische Widerstand ist. Das erkennt man bereits an dessen Einheit, nämlich dem Watt je Temperaturgrad (Grad Celsius oder Kelvin, was ja hier dasselbe bedeutet).

Die Datenlisten

Die hier vorgestellten Daten, nämlich die Grenzwerte und die Kennwerte, findet man in den Datenlisten der Herstellerfirmen. Diese Listen enthalten wenigstens teilweise noch andere Daten. Erläutert werden alle Daten von den Herstellerfirmen in den Datenlisten selbst. Die Erläuterungen sind entweder ganz an den Anfang des Datenbuches oder vor den speziell die Thyristoren betreffenden Teil des Datenbuches gesetzt. Es sei empfohlen, diese Erläuterungen als Ergänzung des Studiums des vorliegenden Kapitels durchzuarbeiten.

Das Starten des Stromdurchgangs

Das Starten des Stromdurchgangs (antik »Zünden« genannt) erreicht man mit dem Liefern einer dazu geeigneten elektrischen Arbeit an den Thyristor-Eingang, d. h. an die Starter-Katoden-Strecke des Thyristors.

Für diese Strecke gilt an sich ein ihr charakteristischer Zusammenhang zwischen Starter-Katoden-Spannung und Starterstrom. Allerdings hat man hier mit einem enormen diesbezüglichen Streubereich zu rechnen.

Was heißt Eingangskennlinie?

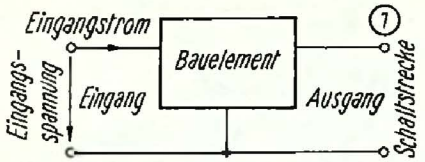
Eine Eingangskennlinie zeigt den Zusammenhang zwischen Eingangsstrom und Eingangsspannung eines Bauelements, das zwei Eingangs-Anschlußpunkte und zwei Ausgangs-Anschlußpunkte hat. Dabei ist oft, wie auch beim Thyristor (und dem Triac), einer der Anschlußpunkte dem Eingang und dem Ausgang gemeinsam. Das kann man allgemein so darstellen, wie dies mit **Bild 7** im Prinzip und mit **Bild 8** für den Thyristor im besonderen gezeigt wird.

Die Eingangskennlinie betrifft die Steuerstrecke, d. h. beim Thyristor und Triac die **Starterstrecke** (zwischen Starter und Katode bzw. Anschluß 1).

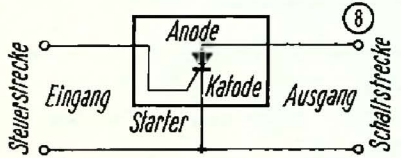
Bezüglich des Eingangsverhaltens, das mit der Eingangskennlinie veranschaulicht wird, gibt es zwei Fälle:

- den Fall, in dem das Eingangsverhalten von dem Ausgangszustand unbeeinflußt bleibt, und
- den Fall, in dem der Ausgang auf den Eingang so zurückwirkt, daß dies beachtet werden muß.

Im ersten Fall genügt zum Darstellen des Eingangsverhaltens im Prinzip eine einzige Kennlinie. Dieser Fall ist für Thyristor und Triac gegeben.



Mit diesem Bild werden die Begriffe »Eingang« und »Ausgang« eines mit drei Anschlüssen ausgestatteten steuerbaren Bauelements dargestellt.



Das, was Bild 7 zeigt, ist hier auf einen Thyristor übertragen.

Beim Thyristor (und beim Triac) muß mit erheblichen Streuungen der Eingangseigenschaften gerechnet werden.

Streuung der Eingangseigenschaften

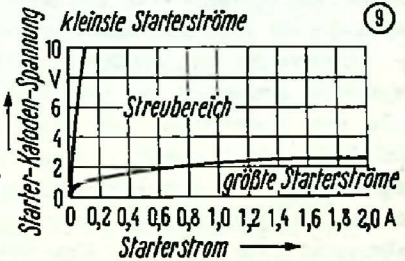
Im allgemeinen zeigen sich von Exemplar zu Exemplar desselben Bauelementetyps mehr oder weniger große Abweichungen vom typischen Eingangsverhalten.

Sind die Abweichungen gering, so genügt zum Darstellen eine Kennlinie.
Hat man es mit erheblichen Abweichungen vom typischen Verhalten zu tun, so benötigt man anstelle einer Kennlinie eine Kennfläche. Diese umfaßt den Verlauf aller für den zugrunde liegenden Bauelementetyp zulässigen Einzelkennlinien.
Eine solche Kennfläche hat zwei **Grenzlinien**. Diese können als die extrem möglichen Kennlinien des Bauelementetyps aufgefaßt werden.

Thyristor-Eingangskennfläche

Bild 9 gibt beispielsweise einen Begriff von dieser Fläche. Sie (hier Streubereich genannt) ist das, was von den beiden Grenzkennlinien gegen links und unten abgegrenzt wird.

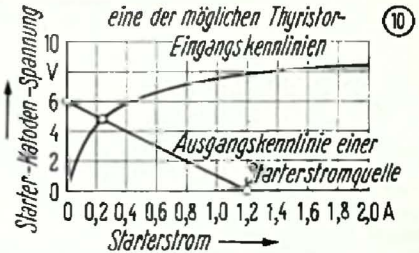
Beispiel für die beiden Eingangs-Grenzkennlinien des Thyristors. Es sind dies hier Spannungs-Strom-Kennlinien. Sie begrenzen den Eingangs-Streubereich.



Die steil nach oben verlaufende Grenzkennlinie betrifft von dem hier zugrunde liegenden Thyristortyp die Exemplare, bei denen sich auch für relativ hohe Eingangsspannungen nur geringe Eingangsströme ergeben. Die flach verlaufende Grenzkennlinie gilt für diejenigen Exemplare, bei denen der Eingangsstrom bereits mit Einwirken nur geringer Eingangsspannungen hohe Werte annimmt.
Die Kennlinie eines einzelnen Exemplars dieses Typs verläuft zwischen den beiden Grenzkennlinien.
Will man sich über das Zusammenwirken zwischen der auf den Eingang geschalteten Quelle und der Eingangsstrecke des Bauelements klarwerden, so muß man aus der Eingangskennfläche eine (wohl am besten mittlere) Eingangskennlinie herausgreifen.

Starterquelle und Thyristor-Eingang

Hier sei der statische Fall betrachtet. Dafür ist die Quelle, die die Starter-Katoden-Spannung und mit ihr den Starterstrom zur Verfügung stellt, eine Gleichstromquelle. Diese hat, wie jede andere Gleichstromquelle, eine Urspannung und einen Ausgangswiderstand. Ihre Klemmenspannung ist um das Produkt aus Ausgangsstrom und Ausgangswiderstand niedriger als ihre Urspannung. Die hier vorausgesetzte Gleichstromquelle habe eine konstante Urspannung und einen ohmschen (d. h. vom Ausgangsstrom nicht beeinflußten) Ausgangswiderstand. Dem entspreche in **Bild 10** die dort schräg eingetragene Gerade. Hierzu gehören eine Urspannung von 6 V und ein Ausgangswiderstand von 6 V : 1,2 A = 5 Ω.



Eine Thyristor-Eingangskennlinie aus dem Eingangsstreubereich nach Bild 9 und eine Spannungs-Strom-Starterstromquellenkennlinie mit dem hieraus folgenden Betriebspunkt.

Für die hier eingetragene Eingangskennlinie ergeben sich mit der angenommenen Quelle (Schnittpunkt beider Kennlinien) eine Starter-Katoden-Spannung von etwa 4,8 V und dazu ein Starterstrom von 0,24 A.
Das Starten des Stromdurchgangs durch die Anoden-Katoden-Strecke des Thyristors wurde bisher außer acht gelassen. Das ist insofern berechtigt, als sich das Thyristor-Eingangsverhalten beim Starten dieses Stromdurchgangs nicht wesentlich verändert. Anders ausgedrückt: Beim Thyristor (und auch beim Triac) ist die Rückwirkung des Ausgangs auf den Eingang gering.
Im Kennlinienbild bedeutet das: Die Eingangskenn-

linie läßt nicht erkennen, bei welchem Starterstrom der Stromdurchgang gestartet wird. Die Eingangskennlinie verläuft unbeeinflußt von diesem Starten so weiter, als ob es gar nicht geschehen sei.

Startbereiche

Man unterscheidet zwischen möglichem Startbereich und sicherem Startbereich.

Der **mögliche Startbereich** umfaßt alle diejenigen zwischen Starterstrom und Starter-Katoden-Spannung für sämtliche Exemplare eines Typs in Frage kommenden Zusammenhänge, mit denen ein Starten des Stromdurchgangs durch die Anoden-Katoden-Strecke möglich sein kann, jedoch nicht sicher ist.

Im Eingangs-Kennlinienbild wird dieser mögliche Startbereich begrenzt:

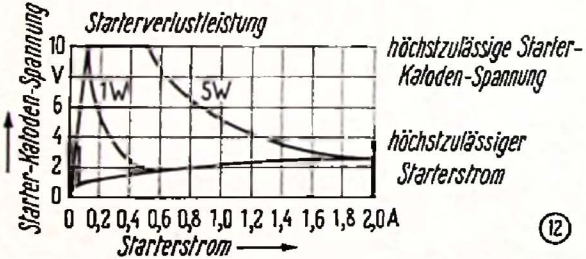
- von den beiden Eingangs-Grenzkennlinien (Bild 9),
- von einem mit steigender Temperatur abnehmenden Spannungswert, der überschritten sein muß, damit ein Starten überhaupt denkbar wird,
- von einem zweiten von der Temperatur weitgehend unabhängigen Spannungswert, dessen Überschreiten ein sicheres Starten bewirkt, sowie
- von einem mit zunehmender Temperatur abnehmenden Stromwert, dessen Überschreiten ebenfalls zu einem **sicheren Starten** des Anoden-Katodenstroms führt.

In **Bild 11** ist der mögliche Startbereich schraffiert. Dabei zeigt sich:

Der nur mögliche Startbereich, in dem ein sicheres Starten noch nicht gewährleistet ist und der — innerhalb des Eingangs-Streubereiches — im Bild nach rechts und oben daran anschließende sichere Startbereich. Je geringer die Temperatur, desto höher ist der zum sicheren Starten erforderliche Mindest-Starterstromwert.

11

Die Mindestwerte, die zum sicheren Starten des Stromdurchganges für Starter-Katoden-Spannung und Starterstrom erforderlich sind, hängen miteinander zusammen:
Ein sicheres Starten ist nämlich auch mit niedrigen Starter-Katoden-Spannungen gegeben, wenn der dabei auftretende Starterstrom höher ist als der zum sicheren Starten erforderliche Mindeststrom.
Ein sicheres Starten kommt aber ebenfalls zustande, wenn der Starterstrom niedriger ist als der zum sicheren Starten (bei geringerer Starter-Katoden-Spannung) notwendige Wert, falls die Starter-Katoden-Spannung aber diesen Wert überschreitet.
Wer sich das genau überlegt, wird erkennen, daß die Grenzen zwischen möglichem und sicherem Startbereich mit Vorsicht gezogen sind. Das heißt: Diese Grenzen liegen bereits innerhalb des sicheren Startbereichs. Damit werden auch mögliche Extremfälle berücksichtigt.



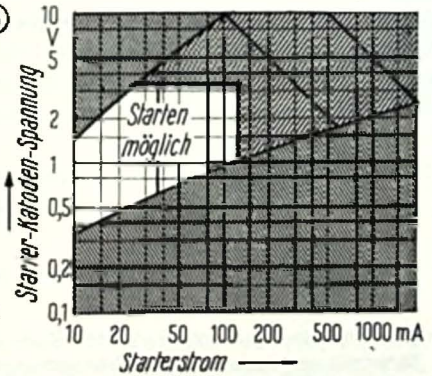
Das Bild 9 (Seite 17), das den Eingangskennlinien-Streubereich eines Thyristors zeigt, ist hier mit zwei Kurven zu konstanter Leistung (1 W und 5 W) ergänzt. Das sind Grenzlinien für höchstzulässige Verlustleistungswerte der Starterstrecke.

Grenzwerte der Starterstrecke

Das Produkt aus Starterstrom und Starter-Katoden-Spannung stellt die Leistung dar, die sich innerhalb der zur Starterstrecke gehörenden Region des Thyristor-Systems in Wärmeleistung umsetzt. Diese Wärmeleistung darf natürlich nicht beliebig hoch sein. Deshalb sind für die Starterverlustleistung Grenzwerte vorgeschrieben.
Meistens werden ein Grenzwert für den Verlustleistungs-Mittelwert und wenigstens ein zweiter Grenzwert für eine Impuls-Spitzenleistung angegeben. Im Kennlinienbild entsprechen diesen Grenzwerten Grenzlinien, wie z. B. in **Bild 12** die Linien für 1 W und 5 W Starter-Verlustleistung. Außer den Grenzwerten für diese Verlustleistung gibt es je einen Grenzwert für die Starter-Katoden-Spannung und für den Starterstrom (Bild 12).

Starter-Kennlinienbild logarithmisch

Bild 13 zeigt eine solche Kennliniendarstellung. Es sind darin:
der für mögliches Starten des Stromdurchgangs geltende Bereich unschraffiert,
der für sicheres Starten in Betracht kommende Bereich von links unten nach rechts oben schraffiert und
die Bereiche, die für Eingangskennlinien völlig ausfallen, von links oben nach rechts unten schraffiert.
Die beiden etwas gebogenen, von links unten nach rechts oben verlaufenden Linien sind die Eingangs-



Das, was mit den Bildern 11 und 12 veranschaulicht wird, ist hier nochmal auf der Grundlage logarithmischer Maßstäbe dargestellt.

Grenzlinien des Thyristors. Die Grenzlinien für 1 W und 5 W Starter-Verlustleistung verlaufen hier gerade, und zwar von links oben nach rechts unten.

Bemerkungen über einschlägige Fachausdrücke

In diesem Buch sind die den Starter betreffenden Spannungen und Ströme so genannt, wie das ihren Bedeutungen entspricht. Damit wird die Verständlichkeit seines Inhaltes für diejenigen Leser erleichtert, die sich mit dem Gebiet der Thyristoren und Triacs vertraut machen möchten. Die Thyristor- und Triac-Fachleute haben ihre eigene Sprache: In ihren Datenlisten bezeichnen sie das Starten des Stromdurchgangs immer noch als Zünden.
Außerdem nennen sie da die Starter-Katoden-Spannung Steuerspannung, den Starterstrom Steuerstrom bzw. Zündspannung und Zündstrom (für die Werte, mit denen sie das Starten des Stromdurchgangs bewirken).
Die zum sicheren Starten mindest erforderlichen Werte der Starter-Katodenspannung und des Starterstromes heißen bei ihnen obere Zündspannung und oberer Zündstrom.
Dementsprechend nennen sie die Grenzwerte, die die Starter-Katodenspannung bzw. der Starterstrom für sicheres Sperren nicht überschreiten dürfen, untere Zündspannung und unteren Zündstrom.

Der Triac

Vorbemerkung

Der Triac ist ein Thyristor, der für beide Stromrichtungen in den Durchlaßzustand versetzt werden kann. Demgemäß hat der Triac im wesentlichen dieselben Eigenschaften und Daten wie der Thyristor. Daher brauchen in diesem Kapitel nur die Besonderheiten behandelt zu werden, in denen sich der Triac vom Thyristor unterscheidet.

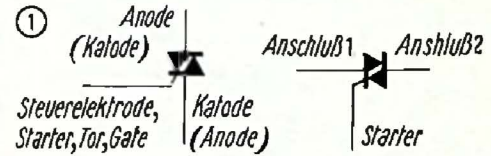
Erste Erklärung und Schaltzeichen

Das Wort »Triac« ist eine Abkürzung von dem Ausdruck **tri**ode **a**lternating **c**urrent switch. Das soll heißen, daß es sich hier um einen Wechselstromschalter mit drei Anschlüssen handelt. Mit zwei von diesen Anschlüssen wird der Triac ebenso wie ein Schalter in den zu schaltenden Stromweg eingefügt, d. h. in den Stromweg, für den er den Stromdurchgang zu sperren oder freizugeben hat. Der dritte Anschluß dient zum Starten des Stromdurchganges. Als Anschlußbezeichnungen verwendet man (entsprechend den Benennungen, die für Thyristoren gelten):

- für den Anschluß, mit dem man den Stromdurchgang startet: **Starter, Tor, Gate,** Gatter oder **Steuerelektrode,**
- für denjenigen der beiden anderen Anschlüsse, gegen den die Starterspannung angelegt wird, **Katode,** oder **Anode 1** oder **Anschluß 1** und
- für den anderen dieser zwei Anschlüsse demgemäß **Anode** oder **Anode 2** oder **Anschluß 2.**

Hier werden als Anschlußbezeichnungen verwendet: Starter, Anschluß 1 und Anschluß 2. Dabei ist die Starter-Anschluß-1-Strecke die **Starterstrecke (Steuerstrecke)** des Triac, während die andere Strecke als **Schaltstrecke** oder **Hauptstrecke** bezeichnet werden kann.

Da man in den Schaltplänen den Starteranschluß üblicherweise von links kommend einträgt, benötigt man zwei zueinander spiegelbildliche Schaltzeichen **(Bild 1).**



Das Schaltzeichen des Triac für zwei Anordnungen in Schaltplänen mit den Anschlußbezeichnungen. Es ist zweckmäßig, die Bezeichnungen Anode und Katode zu vermeiden und statt dessen Anschluß 2 und Anschluß 1 zu verwenden.

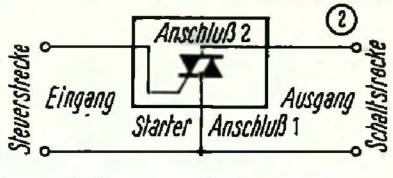
Für den Triac wurden auch andere Bezeichnungen vorgeschlagen, die sich aber kaum allgemein durchsetzen werden, nämlich **Zweirichtungsthyristor, bidirektionaler Thyristor** und **Wechselstromthyristor.**

Zweck des Triac

Der Triac kann als anspruchsloses Wechselstrom-Schütz mit sehr kleinen Abmessungen verwendet werden. Häufiger nutzt man ihn — in der Regel gemeinsam mit einem später zu behandelnden Diac — aus, um den Effektivwert eines Wechselstromes einstellbar zu machen. Beispielsweise benutzt man einen Triac und einen Diac gemeinsam, um eine aus dem Wechselstromnetz gespeiste Beleuchtungsanlage hinsichtlich der von ihr bewirkten Helligkeit zu beeinflussen. Die wenigen Bauelemente, die man dazu braucht und deren geringe Abmessungen machen es möglich, solche Einstell-Anordnungen **(Dimmer)** sogar in Tischlampen einzubauen.

Triac-Ein- und Ausgang

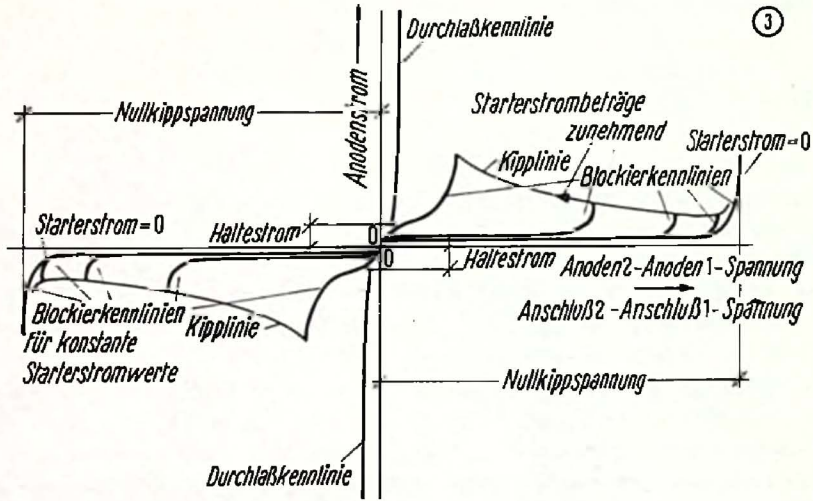
Bild 2 veranschaulicht entsprechend den Bildern 7 und 8 im 1. Kapitel, was mit Ein- und Ausgang gemeint ist. Genau dem Thyristor gemäß stehen für den Triac Ein- und Ausgangskennlinien zur Verfügung. Von diesen sollen zunächst die Ausgangskennlinien betrachtet werden.



Eingangs- und Ausgangsseite des Triac. Die Eingangsseite kann als Steuerstrecke bezeichnet werden. Die Ausgangsseite ist dabei die Hauptstrecke (oder Schaltstrecke).

Triac-Ausgangskennlinien

In **Bild 3** sind solche Kennlinien für ein Triac-Exemplar beispielsweise eingetragen. Dieses Bild entspricht weitgehend dem Bild 2 aus dem 1. Kapitel, das die Kennlinien eines Thyristor-Exemplars enthält.
Beim Triac betreffen die Ausgangskennlinien die Zusammenhänge der Anschluß-1-Anschluß-2-Spannung mit dem Strom, der die Strecke zwischen Anschluß 1 und Anschluß 2 passiert. In dem Ausgangskennlinienbild kommt aber auch der Starterstrom, und zwar insofern zur Geltung, als die Blockierkennlinien von ihm abhängen: Zu jedem Starterstromwert gehört ein eigenes Paar von Blockierkennlinien.
Der grundsätzliche Unterschied im Verhalten des Triacs



Das Triac-Ausgangskennlinienbild. Es entspricht weitgehend dem Ausgangskennlinienbild eines Thyristors. Im Gegensatz zu diesem enthält es keine Sperrkennlinien sondern (außer im ersten Quadranten auch im dritten Quadranten) eine Durchlaßkennlinie und Blockierkennlinien, wozu dort gleichfalls eine Kipplinie eingetragen ist. Wie im Thyristor-Kennlinienbild sind auch hier die Spannungen zu den Durchlaßkennlinien übertrieben sowie die Ströme zu den Blockierkennlinien, zu den Kipplinien und zum Haltestrom mit sehr großen Strommaßstäben dargestellt.

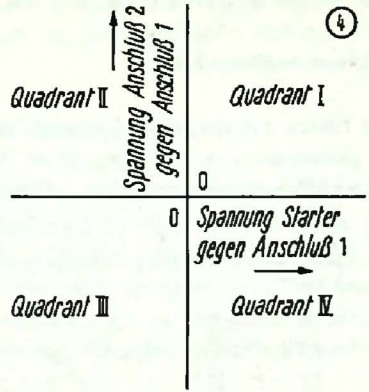
gegenüber Thyristoren besteht darin, daß es beim Triac keine Sperrichtung gibt. Der Durchschaltzustand kommt beim Triac für beide Stromrichtungen gleichermaßen in Betracht.

Dabei ist bemerkenswert, daß der Starterstrom (der Steuerstrom) bzw. die Spannung an der Starterstrecke für die zwei Richtungen des durchzulassenden Stromes dasselbe Vorzeichen haben dürfen.

Hiermit steht es so, wie dies anhand des **Bildes 4** erläutert werden soll: Dieses Bild 3 enthält ein Achsenkreuz, das die Zeichenfläche in vier Quadranten I ... IV aufteilt. Die senkrechte Achse des Achsenkreuzes ist der Spannung U_{A2A1}, d. h. der Spannung des Triac-Anschlusses 2 gegen den Triac-Anschluß 1 zugeordnet. Zur waagerechten Achse des Achsenkreuzes gehört die Spannung U_{StA1}, nämlich die Spannung des Starters gegen den Anschluß 1, also die Spannung an der Triac-Starterstrecke. Hierbei gilt:

Quadrant	Spannung U_{StA1}	Spannung U_{A1A2}
I	positiv	positiv
II	negativ	positiv
III	negativ	negativ
IV	positiv	negativ

Ungünstig ist ein Arbeiten »im Quadranten IV«, während das Arbeiten in den Quadranten I, II und III zu keinen Schwierigkeiten führt. Das heißt:



Die vier Quadranten, die man braucht, um die Zusammenhänge zwischen der Hauptstreckenspannung (Schaltstreckenspannung) und der Starterspannung für beide Polungen der zwei Spannungen aufzuzeichnen.

Man startet da, wo sich gemeinsam mit der Spannung U_{A2A1} wechselnde Vorzeichen der Spannung U_{StA1} ergeben, mit der so wechselnden Polung der Starterspannung (Quadranten I und III).

Sollen zum Starten des Stromdurchganges für beide Polungen der Spannung U_{A2A1} durchweg Impulse mit übereinstimmendem Vorzeichen dienen, so muß man

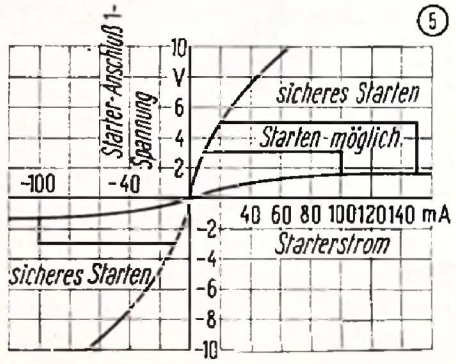
für diese Impulse negative Werte der Spannung U_{StA1} verwenden. Damit vermeidet man das Starten im Quadranten IV und nutzt die Quadranten II und III aus.

Triac-Eingangskennlinienbild

Bild 5 gibt hierzu ein Beispiel: Es zeigt, daß man sowohl mit positiven wie mit negativen Werten der Starter-Anschluß-1-Spannung den Stromdurchgang zwischen Anschluß 1 und Anschluß 2 starten kann. Dies sieht man daran, daß die Eingangs-Grenzkennlinien hier außer für positive auch für negative Werte der Starter-Anschluß-1-Spannung und des Starterstromes aufgetragen sind.

Offenbar ergeben sich für negative Werte der Starter-Anschluß-1-Spannung und des Starkstromes bezüglich des Startens des Stromdurchgangs eindeutige Verhältnisse, weil hierfür nur ein möglicher Startbereich eingetragen ist. Für positive Werte der Starter-Anschluß-1-Spannung und des Starterstromes handelt es sich um zwei Bereiche. Der kleinere Bereich gilt für das Starten des Stromdurchgangs bei positiven Werten der Spannung des Anschlusses 2 gegen den Anschluß 1. Der größere Bereich betrifft das Starten des Stromdurchgangs bei positiven Werten der Spannung des Anschlusses 1 gegen den Anschluß 2.

Demgemäß ist es bei diesem Triactyp (wie bei vielen anderen) günstiger, mit gegen den Anschluß 1 negativen Impulsen zu starten. Man kommt dann in unserem Beispiel mit Starter-Anschluß-1-Spannungen von 3 V und mit einem Starterstrom von wenigstens 100 mA aus.



Ein Triac-Eingangskennlinienbild. Es entspricht dem Thyristor-Eingangskennlinienbild 11 auf Seite 19. Zum Starten des Stromdurchgangs durch den Triac gibt es für positive Spannungen des Starters gegen den Aschluß 1 — je nach Polung der Hauptstrecken-Spannung zwei Bereiche des nur möglichen nicht aber sicheren Startens.

Grenzwerte und Kennwerte

Diese Triac-Werte (Triac-Daten) entsprechen im Prinzip völlig denen, die für Thyristoren gelten.

Thyristor und Triac als einfache Schalter

Vorbemerkung

Einfache Schalter kann man mit Thyristoren und Triacs nur verwirklichen, wenn es sich um Betrieb an Wechselspannung nicht zu hoher Frequenz handelt — also vorzugsweise für Anordnungen, die aus dem Wechselstromnetz gespeist werden sollen.

Mit »einfach« sei hier (zusätzlich) angedeutet, daß der Stromdurchgang beim geschlossenen Schalter nicht genau im Zeitpunkt des Wechselspannungs-Nulldurchgangs zu erfolgen braucht und daß keine Möglichkeit besteht, das Einsetzen des Stromdurchgangs durch den Thyristor bzw. durch den Triac gegen diesen Zeitpunkt willkürlich zu verschieben.

Bei Speisen einer Schaltung aus dem Wechselstromnetz geht der Augenblickswert der Speisespannung in Abständen von jeweils einer halben Periode durch Null. Hierzu gehört, daß auch der Augenblickswert des Speise-Wechselstromes in diesen Zeitabständen den Wert Null passiert.

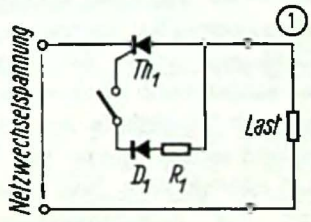
Mit dem Absinken des Stromes auf den Haltewert, der für den Durchlaßstrom des Thyristors bzw. des Triacs gilt, fallen der Thyristor bzw. der Triac in ihren Blockierzustand zurück.

Man braucht sich aufgrund dessen beim Schalten von Wechselströmen um das Unterbrechen des Stromes nicht zu kümmern: Der Stromdurchgang bleibt aus, wenn er nicht für jede Halbwelle von neuem gestartet wird.

Thyristor als einseitiger Schalter

Einseitig soll hier bedeuten, daß nur Stromhalbwellen derselben Richtung durchgelassen werden.

Das **Bild 1** zeigt die hierfür in Betracht kommende Schaltung. Bei noch gesperrtem Thyristor liegt die Netzwechselspannung über die dann stromlose Last **einerseits** an der Anoden-Katoden-Strecke des Thyristors und



Der Thyristor als Schalter verwendet. Solange der hier eingetragene Schaltkontakt offen ist, unterbleibt das Starten des Stromdurchgangs durch den Thyristor. Wird der Kontakt geschlossen, so fließt bei positiver Anoden-Katoden-Spannung am Thyristor über den Schutzwiderstand, die Ventildiode und die Starter-Katoden-Strecke des Thyristors ein Starterstrom, der den Stromdurchgang durch den Thyristor startet.

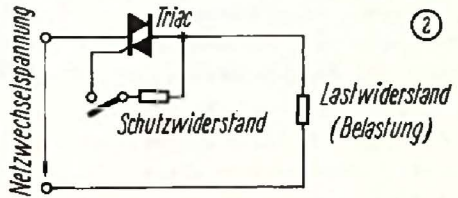
anderseits an der Reihenschaltung des Schalters mit der Ventildiode, dem Schutzwiderstand und der Starter-Katoden-Strecke des Thyristors.
Bei **offenem Schalter** bleibt der Thyristor durchweg gesperrt bzw. blockiert, weil dabei die Starter-Katoden-Spannung fehlt.

Bei **geschlossenem Schalter** und den Netzspannungs-Halbwellen, die am Thyristor negative Anoden-Katoden-Spannungen bedeuten, gilt ebenfalls dessen Sperrzustand. Ein Starterstrom wird hierbei mit der Ventildiode verhindert.
Bei **geschlossenem Schalter** und den Netzspannungs-Halbwellen, die positive Anoden-Katoden-Spannungen und dabei über die hierfür in Durchlaßrichtung gepolte Ventildiode ebenfalls positive Starter-Katodenspannungen darstellen, kommt es zum Starten des Stromdurchgangs, sowie der Augenblickswert der Netzwechselspannung die Summe aus der Schleusenspannung der Ventildiode und der Startspannung an der Starter-Katoden-Strecke des Thyristors übersteigt. Es setzt nämlich dann (bei dafür hinreichend niedrigem Wert des Schutzwiderstandes) ein Starterstrom ein, der die Anoden-Katoden-Strecke des Thyristors in den Durchlaßzustand kippt. Gegen Ende der Wechselspannungs-Halbwelle sinkt der Strom auf den Haltewert ab, womit der Thyristor in seinen Blockierzustand zurückfällt.

Da der Thyristor den Stromdurchgang nur für eine Richtung freigibt, spielt er hier die Rolle eines **geschalteten oder (elektrisch) steuerbaren Ventils.**
Der Widerstand, der den Starterstrom zu begrenzen hat, wird mit wenigen 100 Ohm und für eine Leistung von 1 W bemessen. Die Ventildiode soll 250 mA Durchlaßstrom und eine Sperrspannung von 400 V aushalten können.

Triac als Wechselstromschalter

Bild 2 enthält den dafür in Frage kommenden Schaltplan. Die gesamte Schaltung besteht — abgesehen von der Belastung — nur aus einem Triac, aus einem Schutzwiderstand, der einen zu hohen Wert des Star-



Der Triac als Schalter verwendet. Hier kommt es bei geschlossenem Schaltkontakt kurz nach Beginn einer jeden Wechselspannungs-Halbwelle zu dem Starten des Stromdurchgangs durch den Triac.

terstromes zu verhindern hat, und aus dem Schalter, mit dem der Starterstromweg geschlossen bzw. geöffnet wird.

Bei **geöffnetem** Starterstrom-**Schalter** ist der Stromdurchgang durch den Triac für beide Polungen der Wechselspannung blockiert.

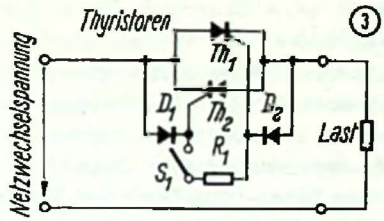
Bei **geschlossenem Schalter** tritt, solange der Triac noch blockiert ist, an der Reihenschaltung des Schalters mit dem Schutzwiderstand nahezu der volle Augenblickswert der Netzwechselspannung auf.

Sowie der Augenblickswert der Wechselspannung am Triac den Wert der Startspannung an der Triac-Starterstrecke erreicht hat, kommt mit dem Starterstrom der Stromdurchgang durch den Triac zustande.

Wie bereits erläutert, bleibt der Strom, sobald er auf seinen Haltewert abgesunken ist, immer wieder aus. Er setzt bei weiterhin geschlossenem Schalter kurz nach Beginn der nächsten Wechselspannungs-Halbwelle aufgrund des dann zustandekommenden Starterstromes von neuem ein.

Thyristorpaar als Wechselstromschalter

Zum Wechselstromschalten mit Thyristoren benötigt man, wenn auf einen Gleichrichter verzichtet wird, ein Thyristorpaar in Antiparallelschaltung sowie zusätzlich zumindest zwei Ventildioden und einen Widerstand **(Bild 3)**. Außerdem ist natürlich der Betätigungsschalter S_1 erforderlich, der allerdings nur die Starter-Steuerleistung auszuhalten braucht.



Zwei Thyristoren in Antiparallelschaltung als Wechselstromschalter für beide Wechselstrom-Halbwellen. Man benötigt dafür nur einen Schaltkontakt. Das Zuordnen der Starterströme zu den zwei Thyristoren wird mit beiden Ventildioden erreicht.

Antiparallelschaltung heißt bei Thyristoren, daß die Anode des einen Thyristors mit der Katode des anderen Thyristors verbunden ist.

Diese Schaltung funktioniert so: Bei **offenem Schalter** S_1 erhalten die beiden Thyristoren keine Starterströme. Sie verbleiben dabei im Sperr- bzw. Blockierzustand.

Nun betrachten wir den Fall des **geschlossenen Schalters** S_1. In unmittelbarem Anschluß an das Schließen des Schalters besteht der Sperr- bzw. Blockierzustand beider Thyristoren zunächst noch weiter. Der

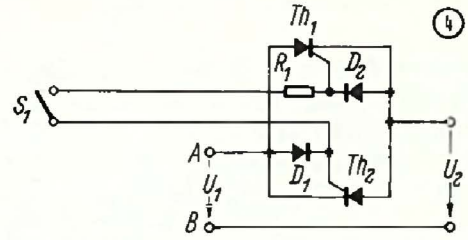
Lastwiderstand ist dabei stromlos. An ihm herrscht deshalb keine Spannung. Daher tritt an der Antiparallelschaltung der Thyristoren der volle Netzwechselspannungs-Augenblickswert auf.

Angenommen, der Augenblickswert der Netzwechselspannung sei positiv sowie höher als die Summe der Schleusenspannung der Diode D_1 und der Starter-Katoden-Strecke des Thyristors Th_1.

Die Folge dieser Spannung ist ein Strom, der die Diode D_1, den geschlossenen Schalter S_1, den Widerstand R_1 und die Starter-Katoden-Strecke des Thyristors Th_1 durchfließt, um so durch den Lastwiderstand nach dem im Bild 4 unten eingetragenen Netzpol zu gehen.

Sobald der eben erwähnte Strom den zum Starten des Stromdurchgangs durch den Thyristor Th_1 erforderlichen Wert erreicht hat, ist dieser Thyristor für den Rest der positiven Halbwelle der Netzwechselspannung durchgeschaltet. Der Widerstand R_1 (Wert wenige Hundert Ohm, 1 W) hat die Aufgabe, die Starterstromspitze zu begrenzen.

Nachdem der Stromdurchgang durch den Thyristor Th_1 eingesetzt hat, tritt an der Reihenschaltung der Diode D_1 mit dem Widerstand R_1 nurmehr eine Spannung auf, die mit der Differenz zwischen der Anoden-Katoden-Durchlaßspannung des Thyristors (weniger als z. B. 1,5 V) und der Starter-Katoden-Spannung gegeben ist.

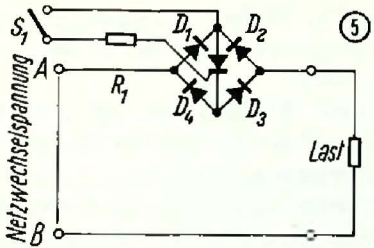


Das, was Bild 3 zeigt, ist hier etwas anders dargestellt. Damit wird betont, daß man den Starter-Stromzweig — wegen des geringen Wertes des Starterstromes — in größerer Entfernung von den Thyristoren schalten kann.

Dem genau Gleiches gilt für die negative Halbwelle der Netzwechselspannung bezüglich der Diode D_2 und des Thyristors Th_2:

Bei einer negativen Halbwelle der Netzwechselspannung kommt es dementsprechend nach Überschreiten der Summe aus der Schleusenspannung der Diode D_2 und dem Startwert der Starter-Katoden-Strecke des Thyristors Th_2 zu einem den Widerstand R_1 durchfließenden Starterstrom, der den Stromdurchgang durch den Thyristor Th_2 startet.

Da dieser Schalter nur einen Strom mit sehr geringem Wert zu schalten hat, kann man den Schalter weit entfernt von den Thyristoren anordnen **(Bild 4).**



Ein Thyristor in Kombination mit einem Brückengleichrichter (einer Graetzschaltung) als Wechselstromschalter für beide Halbwellen. Der Thyristor liegt mit seiner Schaltstrecke in der Gleichstromdiagonale des Brückengleichrichters.

Für die Ventildioden D_1 und D_2 ist zu fordern, daß sie 50 V Sperrspannung und 250 mA Durchlaßstrom aushalten.

Thyristor mit Brückengleichrichter

Eine zweite Möglichkeit, mit Thyristoren Wechselstrom zu schalten, veranschaulicht das **Bild 5.** Wie hiermit gezeigt, legt man den Thyristor — seiner Durchlaßrichtung gemäß — als Brücke (als Diagonale) in die Gleichrichterschaltung. Solange der Thyristor den Stromdurchgang blockiert, bedeutet das auch für den gesamten Gleichrichter den Sperrzustand, da die Dioden jeder der beiden Seiten bezüglich des Netzstromes in **Gegen-Reihenschaltung (Antireihenschaltung)** angeordnet sind.

Mit dem Schließen des Schalters tritt bei von Null aus ansteigendem Augenblickswert der Wechselspannung solange sich der Thyristor noch im Blockierzustand befindet, über den geschlossenen Schalter dann ein Starterstrom auf, wenn der Wechselspannungsaugenblickswert die Summe der Schleusenspannungen der zwei gerade in Betracht kommenden Ventildioden erreicht hat.

Bei positiven Augenblickswerten der Netzwechselspannung geht der Starterstrom vom Punkt A über die Diode D_1, den Schalter S_1, den Widerstand R_1, die Starter-Katoden-Strecke des Thyristors Th_1, die Diode D_3 und den Lastwiderstand R_{last} nach dem Punkt B.

Bei negativen Augenblickswerten der Netzwechselspannung geht der Strom vom Punkt B über den Lastwiderstand, die Diode D_2, den Schalter S_1, den Widerstand R_1, die Starter-Katoden-Strecke des Thyristors Th_1 und die Diode D_4 zum Punkt A.

In beiden Fällen kippt der Thyristor in seinen Durchlaßzustand, sobald der Augenblickswert der Spannung des Starters gegen die Katode und der Starterstrom dafür ausreichen. Bei gegebenen Werten von R_{last} und der Netzwechselspannung ist der Strom-Mittelwert für den Thyristor im Falle des Bildes 5 doppelt so hoch wie der Strom-Mittelwert für den einzelnen Thyristor in der Schaltung nach Bild 3 bzw. Bild 4.

Der Vorteil des automatischen Rückfalls aus dem Durchlaßzustand in den Blockierzustand bleibt hier erhalten, obwohl man die Wechselspannung gleichrichtet und so aus ihr eine pulsierende Spannung gewinnt. — Allerdings: In der dafür benutzten Schaltung muß eine solche pulsierende Spannung auftreten, deren Augenblickswert wirklich bis auf Null heruntergeht, damit der Haltewert des Thyristorstromes unterschritten werden kann. Das heißt:
Die Gleichrichterschaltung darf den sonst üblichen Ladekondensator nicht enthalten. Im Gegenteil: Nicht einmal die Schaltungskapazitäten dürfen sich nennenswert auswirken. Da solche Kapazitäten nicht immer genügend klein gehalten werden können, überbrückt man den Ausgang der Gleichrichterschaltung d. h. im vorliegenden Fall den Thyristor hier gelegentlich mit einem ohmschen Widerstand von z. B. (10 . . . 100) kΩ. Dieser Widerstand wirkt für die Schaltungskapazität als Entladewiderstand. Je größer die Schaltungskapazität ist, desto kleiner muß natürlich der Wert des Widerstandes sein, der sie unschädlich zu machen hat.

Schalten während des Spannungs-Nulldurchgangs?

Bei Lastwiderständen, für deren Verhalten weder Kapazitäten noch Induktivitäten von nennenswerter Bedeutung sind, wäre es günstig, die Thyristoren jeweils während des Nulldurchgangs der Wechselspannung in den Durchlaßwiderstand zu versetzen. Das ist mit den Schaltungen nach Bild 3 bzw. 4 und Bild 5 nicht zu erreichen:
In diesen Schaltungen muß die Wechselspannung selbst erst die für das Starten erforderliche Starter-Katoden-Spannung liefern.
Ein Starten im Nulldurchgang der Wechselspannung erfordert Impulse, die während der Nulldurchgänge der Wechselspannung auftreten. Hierzu sind besondere Steuerschaltungen erforderlich.

Fachausdrücke

Werden nur Wechselspannungs-Halbwellen desselben Vorzeichens ausgenutzt, so bezeichnet man das als

Halbwegbetrieb oder als **Einpulsbetrieb.**

Dementsprechend nennt man das Ausnutzen der Halbwellen beider Polungen

Vollwegbetrieb oder **Zweipulsbetrieb.**

Bleibt der Strom während einer Wechselspannungsperiode (abgesehen von den hierzu gehörenden Nulldurchgängen) aus, so spricht man von **lückendem Strom.** Bei Halbwegbetrieb hat man es deshalb durchweg mit lückendem Speisestrom zu tun. Lückender Strom ergibt sich aber auch bei Vollwegbetrieb bei Stromflußwinkeln unter 180 ° (siehe Seite 46).

Trigger zum Starten des Stromdurchgangs

Vorbemerkung

Man startet den Stromdurchgang durch Triacs und Thyristoren meistens mit Starterstromimpulsen. Als solche dienen Kondensatoren-Entladestromimpulse.
Zum Erreichen eines Kondensator-Entladestromimpulses benötigt man außer dem Kondensator ein Bauelement oder eine Schaltung mit zwei Anschlüssen, zwischen denen die Spannung auf einen geringeren Wert abkippt, sobald ein bestimmter Spannungswert erreicht ist. Die allgemeine Bezeichnung einer solchen Anordnung ist Trigger. Als einfachste Trigger kommen (mit nur zwei Anschlüssen versehen) **Kippdioden** in Betracht.

Glimmdiode

Die bisher wohl bekannteste Kippdiode ist die Glimmröhre: Erhöht man die Spannung an der Reihenschaltung einer Glimmröhre mit einem zu ihr passenden Widerstand, so kippt die Glimmröhren-Spannung beim Erreichen ihres **Zündwertes** auf ihren **Brennwert** ab **(Bild 1).** Das bedeutet den Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand.

Spannungs-Strom-Kennlinie einer Glimmstrecke. Beim Erreichen des Zündwertes der Spannung kippt die Glimmstrecke aus ihrem Sperrzustand in ihren Durchlaßzustand. Dazu gehört eine Restspannung, deren Mindestwert Löschspannung genannt wird. Bei, auch nur ganz geringem Unterschreiten der Löschspannung, fällt die Glimmstrecke in ihren Sperrzustand zurück (»Verlöschen des Glimmens«).

Zwei Glimmröhren-Schaltzeichen.

Einen Stromimpuls bekommt man, wenn ein Kondensator so benutzt wird, daß er sich auf die Zündspannung aufladen und beim Zünden der Glimmröhre von der Zündspannung (über den die Glimmstrecke enthaltenden Stromweg) auf die **Brennspannung** entladen kann.
Es gibt Glimmdioden mit Anode und Katode für gepoltes Verwenden und mit zwei gleichartigen Elektroden versehene Glimmdioden, die für beide Stromrichtungen in Frage kommen **(Bild 2).**

Bei den Glimmdioden liegt der Wert der Zündspannung je nach Typ etwa im Bereich zwischen 80 V und 160 V. Die Brennspannungswerte belaufen sich ungefähr auf 60 V bis 130 V.
Im Zusammenhang mit Glimmröhren sind Ausdrücke wie **Zünden, Brennen** und **Löschen** noch einigermaßen angebracht, weil da bei Stromdurchgang ein Leuchten zu beobachten ist. Dementsprechende Ausdrücke sollte man im Zusammenhang mit Halbleiter-Bauelementen vermeiden.

Halbleiter-Triggerdioden

Es gibt zwei Arten dieser Dioden, nämlich solche, die unsymmetrisch wirksam sind und solche, die für beide Polungen in gleicher Weise kippen. Letztere sind weit mehr in Gebrauch: Man verwendet sie im Zusammenhang mit Triacs besonders in einfacheren Schaltungen für Stromflußwinkelsteuerung und nennt sie meistens Diacs. Die Diacs kann man auch da einsetzen, wo ein Kippen nur für eine Polung ausgenutzt wird.

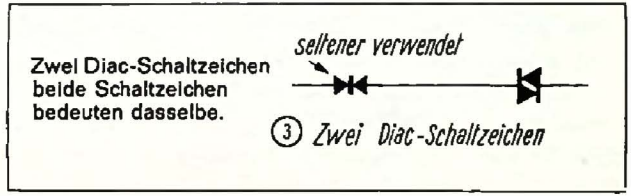
Diac-Bezeichnungen

Diac ist ein Wort, das aus der amerikanischen Bezeichnung „**D**iode **a**lternating **c**urrent **s**witch" abgeleitet wurde. „Diode" bedeutet, daß das Ding nur zwei Anschlüsse hat.

„**A**lternating current" heißt „Wechselstrom". Es handelt sich somit um ein Bauelement, das für beide Stromrichtungen in Betracht kommt, dessen elektrisches Verhalten somit symmetrisch ist. Unter „switch" hat man einen Schalter zu verstehen. Das ist ein Hinweis auf sprunghafte Übergänge zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand.
Manchmal stößt man auch auf die deutsche Bezeichnung **(Wechselstrom)-Trigger-Diode.** Auch aus dieser Bezeichnung kann man auf ein Bauelement mit zwei Anschlüssen schließen, das sich elektrisch symmetrisch verhält sowie die Eigenheit hat, zwischen Sperrzustand und Durchlaßzustand zu kippen. Der Diac ist in der Tat ein solches Halbleiterbauelement, und zwar auf Silizium-Basis.

Schaltzeichen des Diac

Für den Diac gibt es zwei Schaltzeichen **(Bild 3).** An sich ist das in Bild 3 links gezeigte Zeichen in jeder Beziehung besser. Doch sieht es aus, als würde das

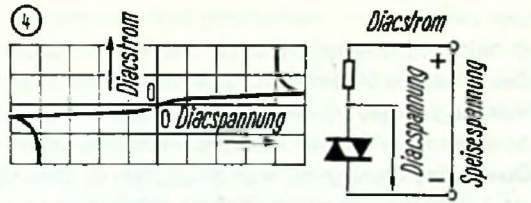


③ Zwei Diac-Schaltzeichen

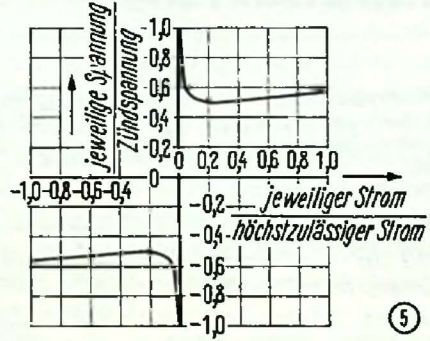
andere Zeichen künftig vorzugsweise verwendet. Es ähnelt dem für den Triac allgemein verwendeten Schaltzeichen. Das ist wahrscheinlich der Grund für seine Bevorzugung.

Elektrisches Verhalten des Diac

Erhöht man die Spannung zwischen den beiden Anschlüssen des Diac, so kippt der Diac nach Erreichen eines bestimmten Spannungswertes in den Durchlaßzustand. Dem entspricht die in **Bild 4** enthaltene Diac-Kennlinie. Sie stimmt im Prinzip mit der Kennlinie einer Glimmdiode überein, die mit zwei gleichen Elektroden ausgestattet ist **(Bild 5)**. Der wesentliche Unterschied des Verhaltens eines Diacs gegenüber dem einer solchen Glimmstrecke besteht eigentlich nur darin, daß die Spannung, bei der der Diac kippt, sehr viel niedriger ist als die Zündspannung einer Glimmstrecke. Das bedeutet für das Steuern von Thyristoren und Triacs einen Vorteil: Wegen der geringen Spannung, bei der der Diac kippt, kann man mit dem Diac einen größeren Teil der einzelnen Stromhalbwelle ausnützen als mit einer Glimmstrecke. Außerdem sind die Abmessungen eines Diacs kleiner als die einer Glimmröhre.
Diacs werden gelegentlich unmittelbar in Triacs eingebaut, wobei sie nicht mehr als selbständige Bauelemente in Erscheinung treten.



Strom-Spannungs-Kennlinie eines Diac. Man erkennt hieraus das für beide Stromrichtungen und demgemäß auch für beide Polungen der Spannung übereinstimmende Verhalten.



Zum Vergleich mit Bild 4 ist hier die Glimmstrecken-Kennlinie einer ungepolten Glimmröhre für beide Polungen die Spannung aufgetragen.

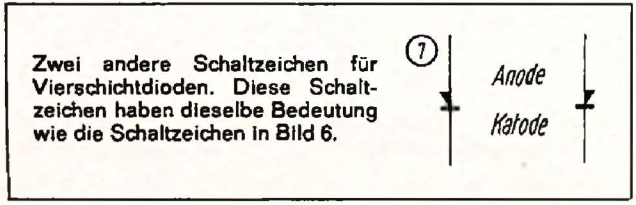
Gepolte Trigger-Dioden

Es sind dies unsymmetrisch arbeitende Diacs oder aber **Vierschichtdioden.** Die Vierschichtdioden haben Kippspannungen (hier auch **Schaltspannungen** genannt) je nach Typ ab etwa 10 V und Restspannungen (Durchlaßspannungen) von (1 ... 2) V. Die **Bilder 6** und **7** zeigen dafür gebräuchliche Schaltzeichen.

UJT und PUT

Das sind zwei weitere Trigger-Bauelemente, die für Thyristoren und auch für Triacs zum Starten des Stromdurchgangs verwendet werden.

Zwei Schaltzeichen für Vierschichtdioden. Beide Schaltzeichen bedeuten dasselbe.



Zwei andere Schaltzeichen für Vierschichtdioden. Diese Schaltzeichen haben dieselbe Bedeutung wie die Schaltzeichen in Bild 6.

Zustandekommen der Abkürzungen

UJT bedeutet Unijunction Transistor (deutsch: Transistor mit nur einer Sperrschicht).
Statt UJT sagt man meistens **Unijunktion-Transistor.** Außerdem gibt es dafür noch folgende Bezeichnungen: **Doppelbasis-Diode** und weit seltener **Doppelbasis-Transistor** oder **Fadentransistor.**
Doppelbasis-Transistor und Fadentransistor sind mindestens ebenso irreführend wie Unijunktion-Transistor. Mit Fadentransistor meint man meistens ein Bauelement, das in seinem Aufbau demjenigen der Doppelbasis-Diode ähnelt. Wollte man einen UJT als Faden-Transistor verwenden, so ginge das höchstens mit anders gepolten Spannungen. Hiermit ergeben sich zwischen Spannungen und Strömen Zusammenhänge, wie sie für den UJT nicht in Frage kommen.
Von allen genannten Bezeichnungen trifft, wie nachstehend gezeigt, „Doppelbasis-Diode" das Wesen der Sache immerhin noch am besten. Noch treffender wären: Doppelbasis-Kippdiode oder Zweibasis-Kippdiode.
PUT ist die Abkürzung von programmierbarer **Unijunction-Transistor.** Mit programmierbar wird angedeutet, daß dieses Bauelement noch besser an die jeweiligen Betriebsbedingungen angepaßt werden kann als der UJT. Entgegen seiner Bezeichnung ist der PUT kein Transistor, sondern ein Thyristor mit anodenseitigem

Starter. Im übrigen wird er erst damit zu einem mit dem UJT in seinen Eigenschaften vergleichbaren Bauelement, daß man ihn mit einem aus zwei Widerständen bestehenden Spannungsteiler ergänzt.

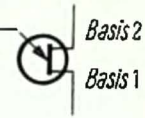
Grundsätzliches zum Verwenden des UJT und des PUT

Mit beiden Bauelementen ergibt sich bei Überschreiten eines jeweils charakteristischen Spannungswertes ein Kippen aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand. Diese zwei Zustände betreffen die Strecke des Bauelements, an die die eben erwähnte Spannung angelegt ist.
Sowohl den UJT wie auch den PUT verwendet man, um ein solches Kippen auszunutzen.
Hierzu sei nochmals vermerkt, daß der PUT nicht wie der UJT für sich genommen ein solches Kippelement darstellt, sondern erst im Zusammenhang mit einem an die Speisespannung angeschlossenen Spannungsteiler, an dessen Abgriff der PUT-Starter gelegt wird.
Der Zündspannung der Glimmdiode entspricht sowohl beim UJT wie auch beim PUT eine **Höckerspannung (Spitzenspannung)**, deren Überschreiten das Kippen zur Folge hat.
Während für eine gegebene Glimmdiode die Zündspannung, bei der das Kippen aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand erfolgt, festliegt und die Brennspannung, nämlich die ausgenutzte Durchlaßspannung einen relativ hohen — ebenfalls für den einzelnen Glimmdiodentyp gegebenen — Wert hat, sind UJT und PUT in diesen zwei Punkten für Elektronikschaltungen wesentlich vorteilhafter:
Die Höckerspannung paßt sich der Speisespannung an. Sie kann beim PUT noch darüber hinaus verändert werden, was mit »programmierbar« angedeutet wird. Die Höckerspannung beträgt je nach der Höhe der Speisespannung beim UJT etwa 5 V ... 20 V und beim PUT außerdem je nach dem Teilerverhältnis des dazu erforderlichen Spannungsteilers 5 V bis nahe 40 V (oberer Wert als Grenzwert vom Typ des Bauelements abhängend). Die Höckerspannung (und mit ihr die Speisespannung) liegen so im Rahmen des für Elektronikschaltungen üblichen.
Die ausnutzbare Durchlaßspannung (etwa gleich der gelegentlich angegebenen **Talspannung**, nämlich des tiefsten Wertes der Durchlaßspannung) beträgt nur wenige Volt. Das Verhältnis der Höckerspannung zur Talspannung des UJT sowie des PUT ist damit größer und deshalb günstiger als das Verhältnis der Zündspannung zur Brennspannung der Glimmröhre.
Gelegentlich trifft man auf die Bezeichnungen Höckerstrom und Talstrom.
Der **Höckerstrom** I_P ist der zur Höckerspannung U_P gehörende Emitter- bzw. Katodenstrom.
Der **Talstrom** I_v ist der Emitter- bzw. Katodenstrom, der im Falle der Talspannung U_v auftritt.

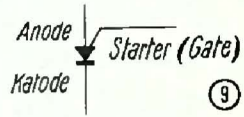
Die Indizies **p** und **v** leiten sich von den angloamerikanischen Worten **peak** (Spitze) und **valley** (Tal) ab.

Schaltzeichen und Anschlußbenennungen

Bild 8 betrifft den UJT. Er hat einen Emitteranschluß, einen **Basis-1-Anschluß** und einen **Basis-2-Anschluß.** Das Kippverhalten bezieht sich auf die Emitter-Basis-1-Strecke. An die Basis 2 kommt gegen die Basis 1 eine Hilfsspannung. Diese Spannung nennt man **Interbasisspannung** oder **Zwischenbasisspannung.**
Emitter und Basis 2 sind hierbei positiv gegen die Basis 1. Das kann man für den Emitter aus der Pfeilspitze im Emitterstrich schließen.
Manchmal werden am Schaltzeichen die Basisanschlüsse mit B_1 und B_2 bezeichnet. Normalerweise ist der Basis-1-Anschluß im Schaltzeichen daran erkennbar, daß die Pfeilspitze im Emitterstrich auf diesen Anschluß hinweist. Handelt es sich um einen Schaltplan, so kann man sich an Hand der darin eingetragenen Speisespannungen vergewissern, was die Basis 1 bzw. die Basis 2 im UJT-Schaltzeichen darstellen soll: Die Basis 2 hat gegen die Basis 1 stets eine positive Spannung.
Bild 9 zeigt das Schaltzeichen des PUT. Es ist (dem Aufbau des PUT-Halbleitersystems entsprechend) das Schaltzeichen eines Thyristors mit anodenseitigem Starter. Die Anschlußbezeichnungen sind die eines



Das Schaltzeichen eines UJT (eines Unijunction-Transistors) — einer Doppelbasisdiode. Die Basis-2-Basis-1-Spannung ist die positive Hilfsspannung. Der Ermitter hat eine positive Spannung gegen die Basis 1.



Schaltzeichen eines PUT. Dieses Schaltzeichen stimmt mit dem eines Thyristors überein, der statt eines katodenseitigen Starters einen anodenseitigen Starter hat.

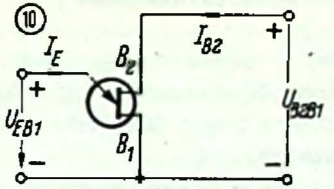
solchen Thyristors: Anode, Katode und anodenseitiger Starter (Anodengate). Das Kippverhalten ergibt sich hier für die Anoden-Katoden-Strecke, wobei an den Anodenstarter eine gegen die Anode negative Hilfsspannung gelegt wird.

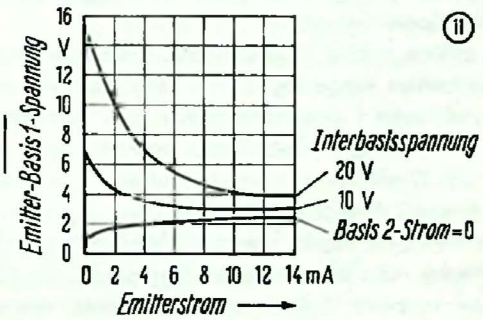
Verhalten des UJT

Der UJT stellt, wie bereits erwähnt, bei Anlegen einer Hilfsspannung mit ihrem positiven Pol (meistens über einen Vorwiderstand) an die Basis 2 gegen die Basis 1 — bezogen auf die Strecke zwischen Emitter und Basis 1 — eine Kippdiode dar, d. h. eine Diode, deren Spannung nach Überschreiten eines bestimmten Wertes auf einen geringeren Wert abkippt.

Insofern besteht zwischen dem UJT und der Glimmdiode eine enge Verwandtschaft. Es gibt aber doch wesentliche Unterschiede: Zunächst einmal arbeitet der UJT nur dann als Kippdiode, wenn an dessen Basis 2 gegen die Basis 1 eine Hilfsspannung angelegt ist. Diese Hilfsspannung bewirkt, daß der Strom zunächst, d. h. bei Erhöhen der Emitter-Basis-1-Spannung von dem Wert Null aus, vorwiegend zwischen den beiden Basisanschlüssen übergeht und daß sogar ein geringer Emitterstrom entgegen der Polung der Emitter-Basis-1-Spannung möglich wird. Dieser Strom nimmt mit Erhöhen der Emitter-Basis-1-Spannung auf Null ab und wird dann positiv. Bei weiterem Erhöhen der Emitter-Basis-1-Spannung kommt es zum Kippen.
Die Emitter-Basis-1-Spannung geht mit zunehmendem Emitterstrom nach Überschreiten ihres Abkippwertes weniger steil, aber auf einen geringeren Bruchteil zurück als bei der Glimmdiode.
Schließlich steigt die Emitter-Basis-1-Spannung im Anschluß an das Absinken ähnlich an wie die Brennspannung einer Glimmdiode.

Die für den UJT in Betracht kommenden Spannungen und Ströme.





Spannungs-Strom-Kennlinien der Emitter-Basis-1-Strecke des UJT für zwei Interbasis-Spannungswerte, sowie für den Fall, der nicht angeschlossenen Basis 2.

Spannungen und Ströme beim UJT

Die für den UJT in Frage kommenden zwei Spannungen und zwei Ströme sind in **Bild 10** mit den dafür geltenden Polungen und Bezugsrichtungen eingetragen. Hiervon spielen für das Verhalten des UJT in der Schaltung im allgemeinen bei gegebener Hilfsspannung U_{B1B2} nur die Spannung U_{EB1} und der Strom I_E eine Rolle.

Wichtigste UJT-Kennlinie

Bild 11 enthält drei Kennlinien. Jede von diesen zeigt einen Zusammenhang zwischen der Spannung des Emitters gegen den Basis-1-Anschluß und dem Emitterstrom.
Die oberen beiden Kennlinien sind die Kennlinien, die das Verwenden des UJT betreffen. Zu jedem Wert der **Interbasisspannung** (der Hilfsspannung, die man an die Basis 2 gegen die Basis 1 anlegt), gehört eine solche Kennlinie.
Die untere in Bild 11 enthaltene Kennlinie ist nur vergleichsweise eingetragen. Sie zeigt, daß die mit Emitter und Basis 1 gegebene Diode sich dann tatsächlich wie eine normale Ventildiode verhält, wenn man sie von der Basis 2 her nicht beeinflußt, d. h. wenn man den Basis-2-Anschluß offen läßt.
Zwischen dem Punkt, der zur Kippspannung **(Höckerspannung** oder **Spitzenspannung)** gehört (im Falle des Bildes 11 etwa 15,6 V), und dem Punkt, der die **Talspannung** (tiefster Spannungswert) betrifft (ungefähr 4 V bei 12 mA), fällt die in Bild 11 obere Kennlinie ab. Das heißt: bei zunehmendem Strom sinkt die Spannung. Dem entspricht, wie schon angedeutet, das Absinken der Glimmdiodenspannung von ihrem Zündwert auf ihren tiefsten Brennwert. Aus diesem Absinken der Spannung ergibt sich das Kippverhalten des UJT.

Das Verhältnis der um die Durchlaßspannung der Emitter-Basis-1-Strecke verminderten Höckerspannung zur Interbasisspannung nennt man **inneres Spannungsverhältnis** und verwendet dafür das Formelzeichen η (kleiner griechischer Buchstabe, der Eta genannt wird).

Hierzu eine kurze Information für besonders daran interessierte Leser: Das innere Spannungsverhältnis wird meistens als das Verhältnis des Teilwiderstandes R_{B1} zwischen stromlosem Emitter und Basis 1 zum dabei geltenden **Interbasiswiderstand**

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

zwischen Basis 1 und Basis 2 ausgedrückt, wobei man für den Teilwiderstand zwischen Basis 2 und (stromlosem) Emitter das Formelzeichen R_{B2} verwendet:

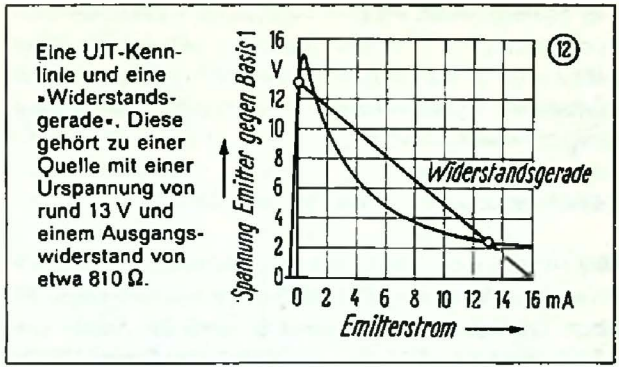
$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \text{ für } I_E = 0$$

η ist über einen großen Temperaturbereich konstant, weil sowohl R_{B1} wie R_{B2} mit steigender Temperatur gleichermaßen zunehmen. Die Durchlaßspannung der Emitter-Basis-1-Strecke nimmt mit steigender Temperatur ab. Schaltet man der Basis 2 einen Widerstand von ungefähr 500 Ω vor, so nimmt die Interbasisspannung bei steigender Temperatur wegen des hierzu ge-

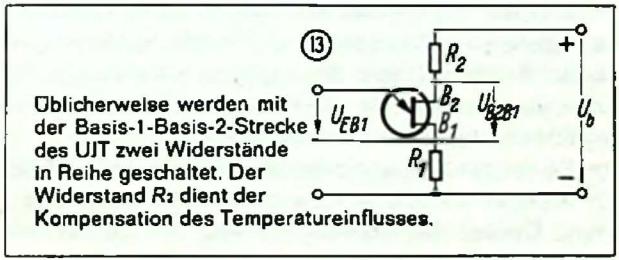
hörenden Anstiegs des Interbasiswiderstandes in dem Maß zu, daß hiermit die Abnahme der Durchlaßspannung der Emitter-Basis-1-Strecke für die Höckerspannung ausgeglichen wird: Die Höckerspannung bleibt so aufgrund des Basis-2-Vorwiderstandes von Temperaturänderungen nahezu unbeeinflußt.

Bild 12 zeigt, wie es zum Kippen kommen kann. Dieses Bild enthält außer einer Kennlinie, die einer der beiden oberen Kennlinien von Bild 11 entspricht, eine Widerstandsgerade. Sie gehört zur Quelle, die den Emitterstrom veranlaßt. Die Widerstandsgerade offenbart, daß die Quellen-Urspannung 13 V und der Quellen-Ausgangswiderstand 13 V : (16 mA) ≈ 810 Ω betragen.

Zunächst ist bei Anlegen der Quelle an die Emitter-Basis-1-Strecke des UJT diese Strecke gesperrt. Die Emitter-Basis-1-Spannung stimmt deshalb mit der Urspannung der Quelle überein. Folglich beträgt sie hier 13 V. Wird die Urspannung der Quelle (gegebenenfalls impulsweise) auf wenigstens 15,7 V erhöht, um dann wieder auf 13 V abzusinken, so ergibt sich ein neuer Betriebszustand mit etwa 2,2 V und 13 mA (Schnittpunkt in **Bild 12** unten rechts).



Eine UJT-Kennlinie und eine »Widerstandsgerade«. Diese gehört zu einer Quelle mit einer Urspannung von rund 13 V und einem Ausgangswiderstand von etwa 810 Ω.



Üblicherweise werden mit der Basis-1-Basis-2-Strecke des UJT zwei Widerstände in Reihe geschaltet. Der Widerstand R_2 dient der Kompensation des Temperatureinflusses.

Zwei zusätzliche Widerstände beim UJT

Den einen Widerstand (R_2 **Bild 13**) haben wir als den zum Kompensieren des Temperatureinflusses auf die Höckerspannung eingefügten Basis-2-Vorwiderstand bereits kennengelernt. Am anderen Widerstand (R_1 in Bild 13) tritt beim Kondensator-Entladen die Impulsspannung auf. Während man R_2 mit ganz ungefähr 500 Ω bemißt, sollte für R_1 ein Wert von 50 Ω nicht überschritten werden.

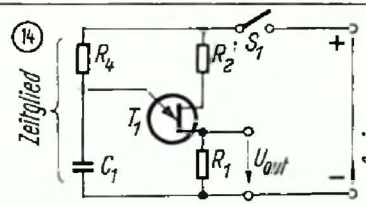
Ein höherer Wert von R_1 würde zum Einhalten der Kompensation des Temperatureinflusses auf die Hökkerspannung ein dementsprechendes Erhöhen des Wertes von R_2 und deshalb eine erhöhte Speisespannung notwendig machen.

Zustandekommen der Impulse beim UJT

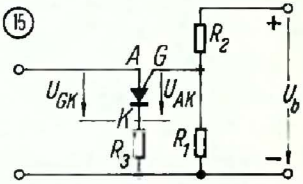
Bild 14 veranschaulicht die hier in Betracht zu ziehende Prinzipschaltung. Ihre Funktion ist so:
Nach Schließen des Schalters S_1 wird der Kondensator C_1 über den Widerstand R_4 von der Speisegleichspannung aufgeladen. Sobald die Summe aus der Höckerspannung und der am Widerstand R_1 auftretenden (geringen) Ruhespannung erreicht ist, kippt die Emitter-Basis-1-Strecke. So ergibt sich als Folge des Entladungsimpulses, der über den Widerstand R_1 geht, am Widerstand R_1 ein Spannungsimpuls.
An Stelle des Widerstandes R_1 findet sich in vielen Schaltungen die Starter-Katoden-Strecke eines Thyristors. Dessen Stromdurchgang wird demgemäß mit dem Entladestromimpuls gestartet.

PUT mit seinem Zusatz-Spannungsteiler

Bild 15 zeigt die Schaltung. Der Zusatzspannungsteiler besteht aus den Widerständen R_1 und R_2. Diese

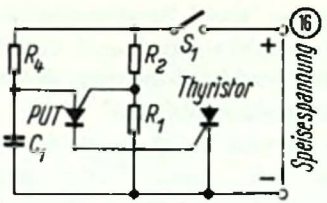


Impulsschaltung mit einem UJT bestückt. Nach Schließen des Schalters S_1 wird der Kondensator C_1 über den Widerstand R_1 aufgeladen. Sobald die Kondensatorspannung den Höckerwert der Emitter-Basis-1-Strecke erreicht hat, kippt diese Strecke in den Durchlaßzustand. Damit ergibt sich ein Kondensator-Entlade-Impuls über den Widerstand R_1.



Die Schaltung, in der der PUT nach Bild 9 zur Triggerdiode wird. An dem aus R_1 und R_2 bestehenden Spannungsteiler wird der Starterstrom abgegriffen. Der Trigger-Impuls schließt sich über den Widerstand R_3.

Widerstände benötigt man, um mit dem PUT das Verhalten der UJT zu bewirken. Sie dienen im übrigen dazu, die Höckerspannung auf einen hiermit bestimmten Bruchteil der Speisespannung festzulegen. Der Widerstand R_3 (Bild 15) spielt die Rolle, die dem Widerstand R_1 in der Schaltung nach Bild 14 zukommt.



Die vollständige PUT-Triggerschaltung. Man vergleiche diesen Schaltplan mit dem in Bild 14 enthaltenen Schaltplan.

Der beim PUT mit R_2 und R_1 gebildete Spannungsteiler ist beim UJT im wesentlichen mit den im Inneren des Halbleitersystems vorhandenen Teilwiderständen R_{B1} und R_{B2} gegeben. Diese Widerstände haben verhältnismäßig niedrige Werte (einige Kiloohm). Ihre Werte dürfen nicht sehr hoch sein, weil die Strecke zwischen Emitter und Basis 1 zum Kippen ausgenutzt werden soll.

Der Spannungsteiler, an den der Starter des PUT anzuschließen ist, wird von dem beim Kippen aus dem Sperrzustand in den Durchlaßzustand auftretenden Impulsstrom nicht durchflossen. Folglich kann er aus Widerständen mit höheren Werten aufgebaut werden (Hunderte von Kiloohm bis einige Megohm). Das bedeutet geringere Verlustleistung in der Schaltung.

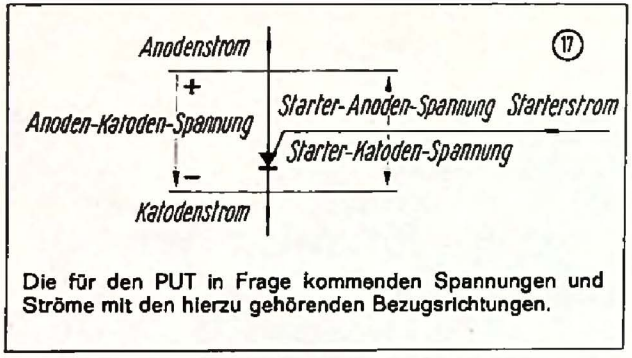
Außerdem bieten diese Widerstände R_1 und R_2 beim PUT, wie erwähnt, mit der Wahl des Verhältnisses ihrer Werte die Möglichkeit, das Verhältnis der Hökkerspannung zur Speisespannung der Schaltung in einem einigermaßen weiten Bereich zu variieren. Das soll mit der Benennung „programmierbar" angedeutet werden. In diesem Zusammenhang muß nochmals darauf hingewiesen werden, daß der PUT erst dann ein dem UJT entsprechendes Verhalten zeigt, wenn er mit dem Spannungsteiler (R_1, R_2) ergänzt ist.

Zusammenwirken von PUT und Thyristor

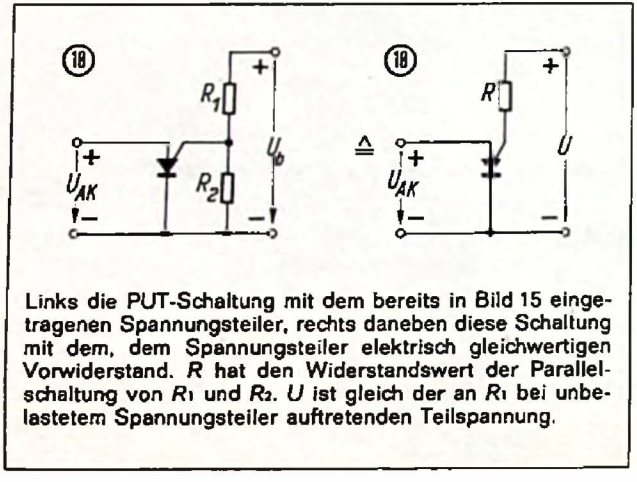
Bild 16 enthält den Schaltplan der dazu erforderlichen Prinzipschaltung. Hierin wurde statt des Widerstandes R_3 (Bild 15) die Starter-Katoden-Strecke eines Thyristors eingetragen. Über sie geht beim Kippen der Anoden-Katoden-Strecke des PUT der Kondensator-Entladestrom-Impuls.

Funktion des PUT mit seinen Zusatzwiderständen

Wie schon angedeutet, ist der PUT an sich ein Thyristor mit Anodenstarter. Um den Stromdurchgang zwischen Anode und Katode zu starten, muß man mit Hilfe einer negativen Starter-Anoden-Spannung einen Starterstrom bewirken. Dessen Wert ist aufgrund der mit **Bild 17** festgelegten Bezugsrichtung negativ. Damit der Starterstrom den Stromdurchgang startet, muß die Anoden-Starter-Spannung etwa 1 V betragen.



Die für den PUT in Frage kommenden Spannungen und Ströme mit den hierzu gehörenden Bezugsrichtungen.



Links die PUT-Schaltung mit dem bereits in Bild 15 eingetragenen Spannungsteiler, rechts daneben diese Schaltung mit dem, dem Spannungsteiler elektrisch gleichwertigen Vorwiderstand. R hat den Widerstandswert der Parallelschaltung von R_1 und R_2. U ist gleich der an R_1 bei unbelastetem Spannungsteiler auftretenden Teilspannung.

Für das Nachmessen der Daten verwendet man statt des an einer Speisespannung U_b liegenden Spannungsteilers mit den Widerständen R_1 und R_2 eine gleichwertige Schaltung **(Bilder 18 und 19)** mit der Spannung

$$U = U_b \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ und}$$

dem Starter-Vorwiderstand

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Erhöht man bei einem festen Wert von U (Bild 18 rechts) die Spannung U_{AK} von Null aus, so kommt es zum Starten des Stromdurchgangs durch die Anoden-Katoden-Strecke des PUT, wenn die Spannung U_{AK} die Spannung U um den Betrag der Starter-Anoden-Startspannung übersteigt. Dieser Anoden-Spannungswert ist die Höckerspannung des PUT für gegebene Werte von U und R.

Der Wert der Anoden-Anodenstarterspannung, der zur Höckerspannung U_p gehört und damit das Kippen des PUT in den Durchlaßzustand seiner Anoden-Katoden-Strecke bewirkt, wird **Offsetspannung** genannt (Formelzeichen U_T). Demgemäß gilt:

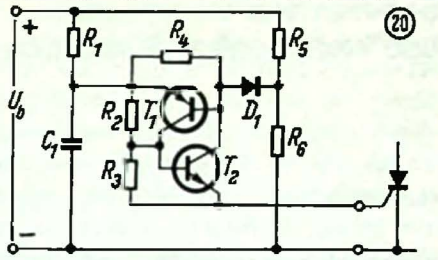
$$U_T = U_p - U$$

Transistor-Impulsschaltung

Ein Beispiel für eine solche Schaltung zeigt **Bild 20.** Außer der Transistorschaltung ist in diesem Schaltplan auch das aus R_1 und C_1 bestehende Zeitglied dargestellt. Die Speisespannung U_b ist die über einen Brückengleichrichter (Graetzgleichrichter) aus der Netzwechselspannung von 220 V gewonnene pulsierende Spannung.

Bei fehlender Kondensatorspannung sind die beiden Transistoren gesperrt. Sowie die Kondensatorspannung auf z. B. 8 V angestiegen ist, wird damit für den Transistor T_1 der Betrag der Basis-Emitter-Schleusenspannung erreicht und dieser Transistor so in den Durchlaßzustand gesteuert. Der Transistor T_1 überbrückt infolgedessen mit seiner Collector-Emitter-Strecke den Widerstand R_2. Hieraus resultiert für den Transistor T_2 eine hohe positive Basis-Emitter-Spannung. So gerät auch der Transistor T_2 in den Durchlaßzustand. Sein Collectorstrom durchfließt den Widerstand R_4. An ihm tritt so zusätzlich eine Spannung auf. Dies bedeutet für den Transistor T_1 eine hohe negative Basis-Emitter-Spannung. Hiermit wird der Transistor T_1 völlig durchgeschaltet. Das bewirkt auch das Durchschalten des Transistors T_2.

Es geraten somit beide Transistoren schlagartig in den Durchschaltzustand, womit sich für das Entladen des Kondensators C_1 über die durchgeschalteten Transistoren T_2 sowie die Starter-Katodenstrecke des Thyristors ein Entladestromweg schließt.



Eine Transistor-Triggerschaltung. Mit den zwei Transistoren und den Widerständen $R_2 \ldots R_4$ wird gewissermaßen ein PUT nachgebildet (siehe Bild 16 Seite 43). Es entsprechen sich:
Bild 20 R_1 R_3 R_6 Bild 16 R_4 R_2 R_1
Die Diode D_1 schützt die Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1 vor Beschädigung aufgrund einer zu hohen Sperrspannung. Die Starter-Anoden-Strecke des PUT wird vertreten von der Parallelschaltung des Widerstandes R_4 mit der Basis-Emitter-Strecke des Transistors T_1. Die Einstellbarkeit des Widerstandes R_1 ermöglicht die Stromflußwinkelsteuerung. Vorsichtshalber schaltet man in Reihe mit dem veränderbaren R_1 einen Festwiderstand mit z. B. 3 kΩ.

Man bemißt eine solche Schaltung beispielsweise mit

$R_1 = 100$ kΩ linear	$R_4 = 150$ kΩ	$C_1 = 2{,}5$ uF
$R_2 = 5{,}6$ kΩ	$R_5 = 12$ kΩ	$T_1 = 2$ N 2614
$R_3 = 470$ Ω	$R_6 = 1$ kΩ	$T_2 = 2$ N 3241
		$D_1 = 1$ N 3193

Die hier genannten Halbleitertypen sind RCA-Bauelemente (beziehbar von A. Neye, Enatechnik).

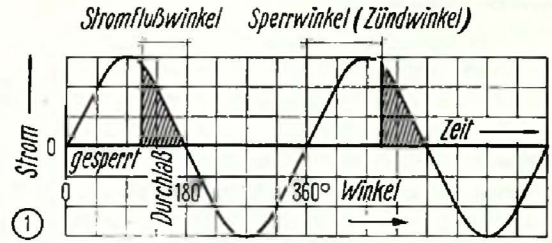
Stromwinkel-Beeinflussung und Wellenpaket-Steuerung

Vorbemerkung

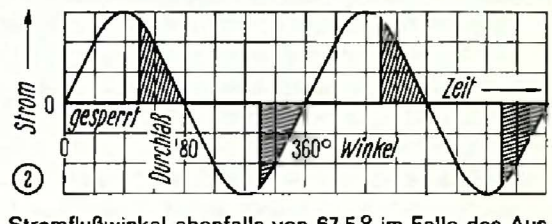
Triacs und noch mehr die Tyristoren ermöglichen ein rasches und in geringen Zeitabständen wiederholtes Schalten. Somit eignen sie sich zum Steuern von Schaltungen, Geräten und Maschinen, die an das Wechselstromnetz anzuschließen sind. Wie in Kapitel 3 erläutert, wird während jeder für den Stromdurchgang in Frage kommenden Wechselspannungs-Halbwelle eingeschaltet, wobei der Triac bzw. der Thyristor gegen Ende dieser Wechselspannungs-Halbwelle in den Blockierzustand zurückfällt.
Hiermit wird außer einem Schalten des Stromes ein Steuern des Strom-Effektivwertes ermöglicht.

Stromflußwinkel

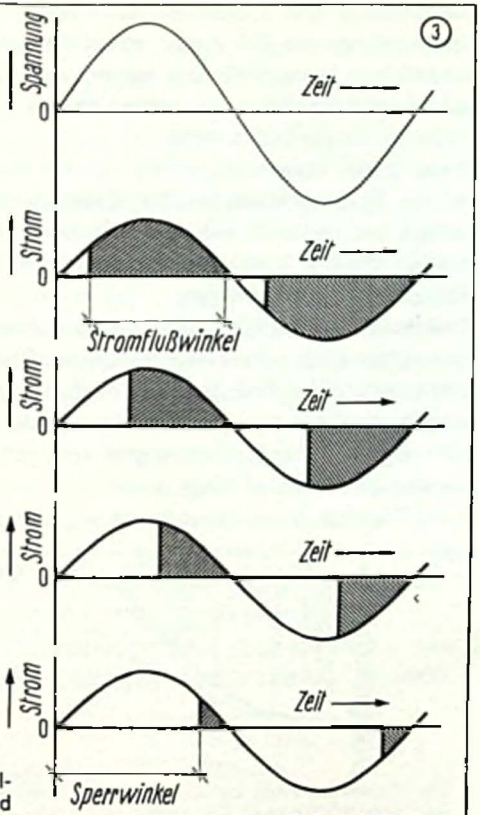
Der Einschaltzeitpunkt, d. h. der Zeitpunkt, in dem der Stromdurchgang jeweils einsetzt, kann innerhalb jeder für den Stromdurchgang auszunutzenden Wechselspannungs-Halbwelle verschoben werden. Läßt man den Stromdurchgang mit Beginn einer solchen Wechselspannungs-Halbwelle einsetzen, so wird damit diese Halbwelle für den Stromdurchgang völlig ausgenutzt. Gibt man den Stromdurchgang erst gegen Ende der Wechselspannungs-Halbwelle frei, so kann sich diese



Stromflußwinkel von z. B. 67,5 ° im Falle eines Thyristors in einem an Wechselspannung liegenden Laststromzweig. Die tatsächlich zustandekommenden Stromimpulse sind mit Schraffur hervorgehoben.



Stromflußwinkel ebenfalls von 67,5 ° im Falle des Ausnutzens beider Halbwellen mit einem Triac oder mit zwei antiparallel geschalteten Thyristoren.



Stromfluß-winkelsteue-rung mit der Sinuswechsel-spannung und vier voneinander verschiedenen Stromflußwinkeln bei durchweg gleicher ohmscher Last.

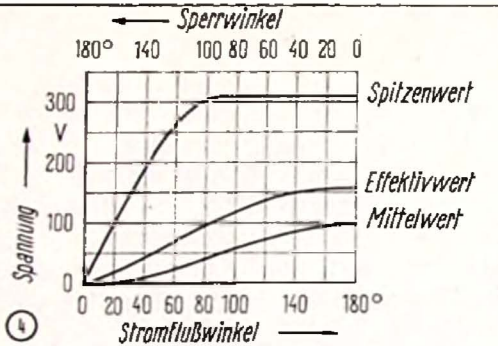
Wechselspannungs-Halbwelle auf die damit gespeiste Schaltung nur wenig auswirken. Die Zeit, innerhalb der der Triac bzw. der Thyristor während einer jeden Wechselspannungsperiode oder während der einzelnen Wechselspannungs-Halbwelle von Strom durchflossen ist, kann man **Stromflußzeit** nennen. Es hat sich jedoch eingebürgert, statt von Stromflußzeit von Stromflußwinkel zu sprechen. Dabei vergleicht man eine volle Periode der Wechselspannung mit dem vollen Winkel (360°), wobei auf eine Halbwelle der Wechselspannung 180° entfallen.

In **Bild 1** ist der dem Durchlaßzustand des Thyristors beispielsweise zugeordnete Anteil der positiven Strom-Halbwellen mit Schraffur hervorgehoben. Es handelt sich hierbei um einen Stromflußwinkel von 67,5°. Bild 1 gehört zu einem Halbweg-Betrieb und stellt damit eine (steuerbare) **Halbweg-Gleichrichtung** dar.

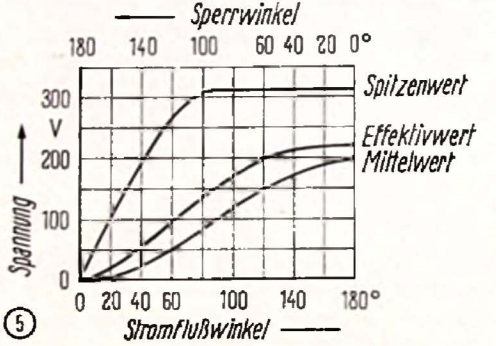
Bild 2 zeigt für denselben Wert des Stromflußwinkels die Verhältnisse im Vollweg-Betrieb wie er für Triacs und antiparallelgeschaltete Thyristoren in Betracht kommt.

Bild 3 veranschaulicht das Auswirken des Stromflußwinkels auf den Stromverlauf bei Vollwegbetrieb.

In den Bildern 1 ... 3 handelt es sich um **ohmsche Stromkreise.** Darin sind die Augenblickswerte der Ströme denen der Spannung proportional.



Die bei 220 V Wechselspannung (Effektivbetrag) in Betracht kommenden Spannungswerte als Funktion des Stromflußwinkels für den Fall des Ausnutzens nur einer der beiden Halbwellen (siehe Bild 1, Seite 46), (Halbwegbetrieb).

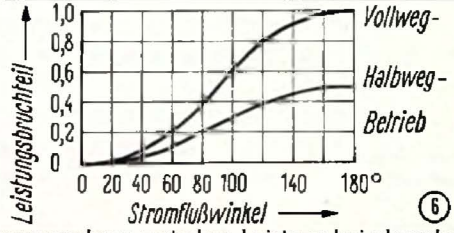


Die bei 220 V Wechselspannung (Effektivbetrag) in Betracht kommenden Spannungswerte abhängig vom Stromflußwinkel für Vollwegbetrieb (siehe Bilder 2 und 3) aufgetragen.

Die **Bilder 4** und **5** beziehen sich auf eine Netzwechselspannung von 220 V und ebenfalls auf einen ohmschen Stromkreis. Im Bild 5 bezieht sich der Mittelwert auf die gleichgerichteten Halbwellen, d. h. auf die Beträge der Augenblickswerte.

Diese Bilder lassen erkennen, wie die hier interessierenden Spannungswerte: der Spitzenwert, der Effektivwert und der arithmetische Mittelwert, bei Halbweg-Betrieb (Bild 4) und bei Vollweg-Betrieb (Bild 5) vom Stromflußwinkel abhängen.

Bild 6 veranschaulicht den hierzu für ohmsche Last geltenden Zusammenhang zwischen Stromflußwinkel und Leistung für Halbweg- und Vollweg-Betrieb. Halbweg-Betrieb gilt für einzelne Thyristoren ohne Gleichrichtung. Vollweg-Betrieb ergibt sich mit Triacs, antiparallel geschalteten Thyristoren und der Kombination eines Thyristors mit einem Brückengleichrichter.



Der Zusammenhang zwischen Leistung bei ohmscher Last und Stromflußwinkel für Halb- und Vollwegbetrieb. Die Stromflußwinkel wirken sich nennenswert nur mit Werten zwischen etwa 20° und 160° aus.

Stromflußwinkel-Steuerung von Triacs und Thyristoren verwirklicht man heute im allgemeinen mit Starterstrom-Impulsen, die gegen den Zeitpunkt des Nulldurchgangs der Wechselspannung zeitlich veränderbar verschoben werden können.

Mittel zum Beeinflussen des Stromflußwinkels

Um den Stromdurchgang durch den Triac oder den Thyristor innerhalb einer Wechselspannungsperiode zu einem jeweils bestimmten Zeitpunkt zu starten, läßt man in diesem Zeitpunkt im allgemeinen einen Impuls auf die Starterstrecke des Triacs oder des Thyristors einwirken. Diese Impulse sind üblicherweise kurz andauernde Kondensator-Entladeströme.
Der Kondensator wird zuvor jeweils aufgeladen und dann über ein Bauelement mit diesbezüglicher Kippeigenschaft oder über eine Transistor-Kippschaltung oder eine ähnlich wirkende Schaltung und die Starterstrecke des Triacs bzw. des Thyristors entladen.
Das Verschieben des Start-Zeitpunktes erreicht man mit dem Einstellen des Kondensator-Ladewiderstandswertes.

Andere Fachausdrücke

Anstelle des Ausdruckes Stromflußwinkelsteuerung verwendet man auch folgende Ausdrücke:

Phasenanschnittsteuerung
Wechselspannungsanschnittsteuerung
Zündwinkelsteuerung
Der **Zündwinkel** ist der als Winkel angegebene Periodenbruchteil vom Beginn einer Halbwelle bis zum Startzeitpunkt des Stromdurchgangs. Man bezeichnet ihn auch als **Zündverzugswinkel** oder besser als **Startverzugswinkel.**

Wellenpaket-Steuerung

Hierunter versteht man das periodische Sperren des Stromes für eine kleine Anzahl voller Perioden. Man läßt in diesem Sinne beispielsweise von jeweils fünf Perioden gar keine Periode oder eine Periode oder zwei bzw. drei oder vier Perioden oder alle fünf Perioden für das Zustandekommen des Stromes aus. Dabei trachtet man danach, den Übergang vom Sperrzustand in den Durchlaßzustand für ohmsche Last mit dem Nulldurchgang der Spannung zusammenfallen zu lassen.
Wellenpaketsteuerung kommt zum Steuern von Beleuchtungen des dabei auftretenden Flimmerns halber nicht in Frage.
Statt Wellenpaketsteuerung sagt man gelegentlich auch **Pulssteuerung** bzw. nennt man das Durchführen dieser Steuerung **Pulsen** oder manchmal **Vollwellensteuerung.**

Der Hysterese-Effekt

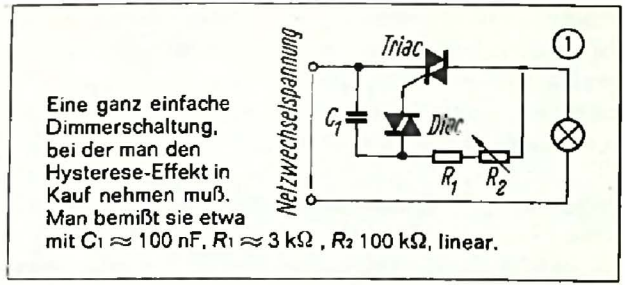
Was das ist

Hysterese bedeutet eigentlich ein Nachwirken nach Aufhören der Ursache bzw. des Einwirkens. Das trifft hier jedoch nicht zu!

Der Hysterese-Effekt des Triac, von den Amerikanern auch **snap-back-Effekt (Rückschnapp-Effekt)** genannt, betrifft das Verhalten einer Schaltung, in der ein Triac über eine einzelne *RC*-Schaltung so gesteuert wird, wie **Bild 1** das zeigt. In einer solchen Schaltung wird während jeder Halbwelle der Netzwechselspannung der Startzeitpunkt für den Triac-Durchlaßzustand mit dem Einstellen des Widerstandes R_2 für eine Folge solcher Halbwellen einheitlich bestimmt:

Je kleiner man den Wert des Widerstandes von (R_1 + R_2) wählt, desto rascher lädt sich der Kondensator C_1 auf. Daher wird innerhalb der jeweiligen Spannungshalbwelle desto eher die Kippspannung des Diac erreicht. Der dann über den Diac und die Starter-Anschluß-1-Strecke des Triac fließende Starterstrom leitet den Stromdurchgang durch den Triac ein.

Der Hysterese-Effekt besteht darin, daß man den Wert des Widerstandes (R_1 + R_2) verhältnismäßig klein einstellen muß, um den Stromdurchgang einzuleiten, weshalb der Strom von der zweiten Halbperiode an laufend mit einem unverhältnismäßig hohen Wert zu-



Eine ganz einfache Dimmerschaltung, bei der man den Hysterese-Effekt in Kauf nehmen muß. Man bemißt sie etwa mit $C_1 \approx 100$ nF, $R_1 \approx 3$ kΩ, R_2 100 kΩ, linear.

standekommt. Erst wenn so der Stromdurchgang durch den Triac erreicht ist, darf man den Wert des Widerstandes (R_1 + R_2) erhöhen, um hiermit den Strom nachträglich zu schwächen.

Wieso stört dieser Effekt?

Betrachten wir den Fall des Steuerns der Helligkeit einer Beleuchtung: Es gibt zwei Gründe dafür, statt eines Schalters, mit dem man die Beleuchtung nur ein- und ausschalten kann, einen Dimmer einzusetzen. Der **Dimmer** ist ein Gerät, mit dem man Lampenströme nicht bloß schalten, sondern auch steuern kann. Die beiden Gründe für das Steuern des Lampenstromes und demgemäß der Lampenhelligkeit sind:

- Möglichkeit des beliebigen Herabsetzens des Stromes und des damit einstellbaren Dämpfens des Lampenlichtes.

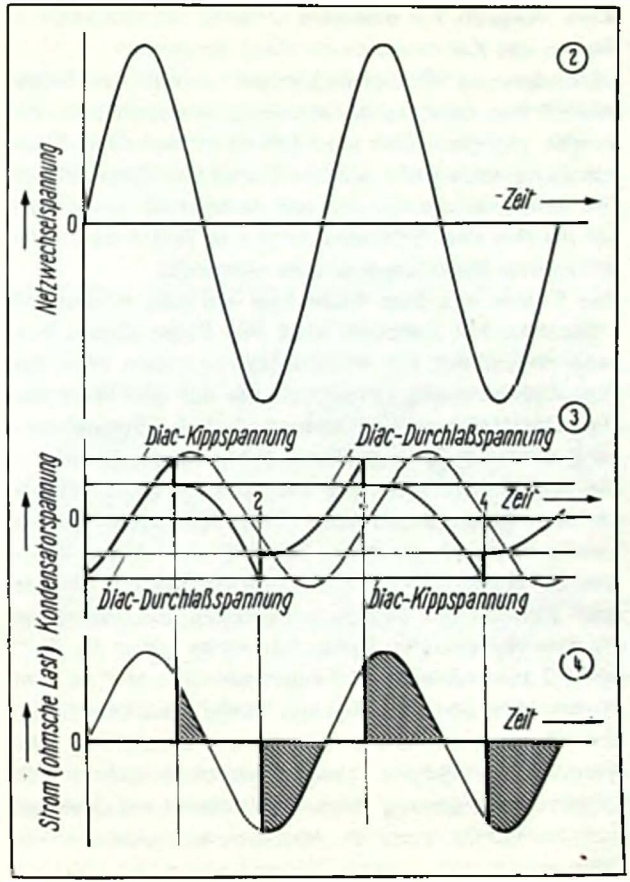
● Möglichkeit, die Übergänge zwischen Nichtleuchten und Leuchten der Lampen allmählich erfolgen zu lassen.

Ein Auftreten des Hysterese-Effektes schränkt die an zweiter Stelle genannte Möglichkeit ein: Damit wird der allmähliche Übergang vom Nichtleuchten zum Leuchten verhindert. Das Leuchten setzt hierbei stets abrupt mit erheblicher Helligkeit ein. Dies wird als unangenehm empfunden.

Wie kommt es zum Hysterese-Effekt?

Das soll anhand der **Bilder 2 ... 4** veranschaulicht werden. **Bild 2** dient hierfür als Grundlage. Es zeigt den zeitlichen Verlauf der Netzwechselspannung für eine zwei Perioden umfassende Zeitspanne.

In **Bild 3** ist dünn der zeitliche Verlauf der Kondensatorspannung so eingetragen, wie er sich ohne ein Kippen des Diac ergeben würde. Außerdem enthält Bild 3 vier dünne waagerechte Linien, die die Kippspannung und die Durchlaßspannung des Diac für beide Polari-



Hystereseeffekt für den Fall eines ohmschen Lastwiderstandes. Der eingestellte Stromflußwinkel (Startzeitpunkt 1 in Bild 3) wird wegen der hiermit gegebenen Kondensatorentladung für alle folgenden Halbwellen erheblich vergrößert. Man kann diesen Stromflußwinkel erst nachträglich mit Verstellen am Widerstand R_2 (Bild 1) reduzieren.

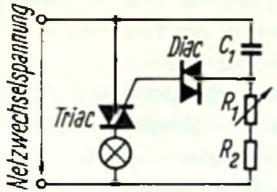
täten bedeuten. Mit dickerem Strich ist der tatsächliche Verlauf der Kondensatorspannung dargestellt.
Voraussetzung für diesen Verlauf ist, daß der Scheitelwert der Kondensatorspannung vor dem hier zugrunde gelegten Zeitraum den Wert der Diac-Kippspannung noch nicht erreicht hatte. Der Scheitelwert der Kondensatorspannung war demgemäß zuvor kleiner als das dem Scheitelwert des in Bild 3 dünn eingetragenen Spannungsverlaufs entspricht.
Das Kippen des Diac findet hier erstmals in dem mit 1 bezeichneten Zeitpunkt statt. Als Folge dieses Kippens entlädt sich der Kondensator von dem Wert der Diac-Kippspannung sprunghaft bis auf den Wert der Diac-Durchlaßspannung. Hiermit wird der Stromdurchgang durch den Triac gestartet (siehe hierzu Bild 4).
Die Kondensatorspannung hat sich mit ihrem Abkippen dem entgegengesetzten Diac-Kippspannungswert bereits erheblich genähert. Deshalb wird dieser Kippspannungswert von der Kondensatorspannung bereits nach Ablauf einer Zeitspanne erreicht, die kleiner ist als eine Halbperiode. Daher kommt es schon im Zeitpunkt 2 zum neuerlichen Kippen des Diac und so zum Starten des Stromdurchgangs durch den Triac. Von nun an kippt der Diac, falls an der Einstellung des Widerstandes R_2 (Bild 1) nichts geändert wird und die Netzwechselspannung ihren Scheitelwert mit gleicher Höhe beibehält, stets im Abstand von jeweils einer Halbperiode.

Man sieht: Wegen des Teilentladens des Kondensators C_1 kommt es beim Kippen des Diac und dem damit bewirkten Veranlassen des Stromdurchgangs durch den Triac zu recht großen Stromflußwinkeln. Das eben ist der Hysterese-Effekt der Triac-Schaltung.
Bild 4 betrifft den Fall eines ohmschen Lastwiderstandes (Strom-Augenblickswerte proportional den Spannungs-Augenblickswerten). Glühlampen verhalten sich wohl anders als ohmsche Widerstände. Doch ändert dies an dem hier geschilderten Prinzip kaum etwas.

Trotz Hysterese-Effekt Heruntersteuern des Stromes

Das wurde bereits angedeutet: Wenn der Stromdurchgang durch den Triac einmal abrupt mit hohem Effektivwert eingesetzt hat, darf man am Widerstand R_2 (Bild 1) höhere Werte einstellen und so den Stromflußwinkel vermindern. Das hiermit erreichbare Verdunkeln des Glühlampenlichtes ist vom Hysterese-Effekt unbeeinflußt.
Wenn man aber den Strom nachträglich abgesenkt hat, unterbleibt in einer an sich mit dem Hysterese-Effekt behafteten Schaltung auch nach nur kurzzeitigem Rückgang der Netzspannung das weitere Starten des Stromdurchgangs. Es muß dann mit Zurückstellen von R_2 (Bild 1) von neuem eingeleitet werden.
Das ist eine weitere recht unerwünschte Folge des Hysterese-Effekts.

In dieser Schaltung kommt der Hysterese-Effekt nur ganz schwach zustande.
Bemessung C_1 = 100nF
R_1 = 500 kΩ, linear,
R_2 = 22 kΩ



Maßnahmen gegen den Hysterese-Effekt

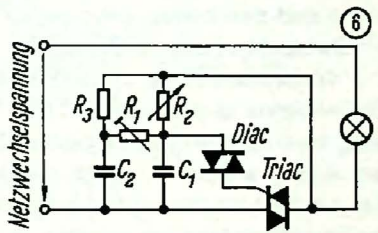
Die einfachste Methode zum Verringern des Hysterese-Effektes besteht in folgendem: Man legt den Kondensator-Ladestromzweig nicht, wie in der Schaltung nach Bild 1, parallel zum Triac, sondern an die Netzwechselspannung **(Bild 5).** In dieser Schaltung wird der Kondensator jeweils nach dem Teilentladen über den Diac mit dem noch verbleibenden Rest der Netzwechselspannungs-Halbwelle nachgeladen. Das Teilentladen über den Diac wird hiermit abgeschwächt.

Eine zweite Möglichkeit besteht darin, den Hysterese-Effekt mit Nachladen des über den Diac teilentladenen Kondensators abzuschwächen.

Die dritte Möglichkeit ist damit gegeben, daß man den Kondensator auch in den Zeiten entlädt, in denen ein Teilentladen über den Diac noch nicht stattfindet. Hiermit vermeidet man den Hysterese-Effekt.

Zusätzliches *RC*-Glied

Das Abschwächen des Hysterese-Effektes wird in der Praxis meistens der zweiten Möglichkeit gemäß, und zwar mit einem zusätzlichen *RC*-Glied (R_3, C_2 in **Bild 6)** bewirkt, wozu noch ein Widerstand R_1 hinzu kommt.



Abschwächen des Hysterese-Effekts mit einem zweiten *RC*-Glied (Zweizeitkonstantenschaltung): Der beim Kippen des Diac teilentladene Kondensator C_1 wird bis zu einem gewissen Grade aus dem Kondensator C_2 über den Widerstand R_1 nachgeladen.

Schaltteilliste zu Bild 6

R_1	Abgleichwiderstand, linear	200 kΩ	0,5 W
R_2	Einstellwiderstand, linear	500 kΩ	0,5 W
R_3	Schichtwiderstand	120 kΩ	0,5 W
$C_1 = C_2$	Metallpapierkondensator	100 nF	400 V

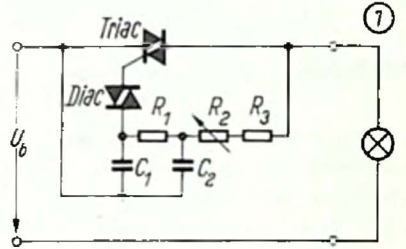
Das Nachladen des Kondensators im Anschluß an das Teilentladen über den Diac ergibt sich hier aus dem Kondensator C_2 über den Widerstand R_1: Von dem Kippen des Diac wird die Ladung des Kondensators C_2 nicht unmittelbar betroffen. Der Widerstand R_1 verhindert das. Doch setzt unmittelbar im Anschluß an den Spannungsrückgang am Kondensator C_1 für diesen Kondensator ein Ladestrom ein, der aus dem jetzt höher als C_1 aufgeladenen Kondensator C_2 stammt.

Man bezeichnet diese Schaltung mit zwei Kondensatoren und den hierzu gehörenden Widerständen auch als **Zweizeitkonstanten-Schaltung.**

Der Widerstand R_1 ist in der Schaltung nach Bild 6 als Stellwiderstand ausgebildet. Das bietet die Möglichkeit, an ihm einen Mindest-Stromflußwinkel einzustellen, wie er sich dann ergibt, wenn am Widerstand R_2 der maximal mögliche Wert eingestellt wird.

Insbesondere beim Verwenden der Dimmer für Glühlampen ist ein solcher Rest-Stromflußwinkel günstig: Die Glühlampen beginnen erst bei etwa einem Zehntel des Nennstromes zu leuchten. Wenn man hierbei einen Strom von weniger als einem Zehntel des Nennstromes einstellen kann, besteht die Gefahr, daß das völlige Abschalten vergessen wird. Natürlich kann man den Stromflußwinkel nach unten auch auf andere Weise begrenzen — etwa mit einem nicht zu hohen am Widerstand R_2 (Bild 6) einstellbaren Höchstwert oder mit einem Ausschalter, der an den Drehknopf für R_2 angekoppelt ist. Doch läßt sich der Rest-Stromflußwinkel am Widerstand R_1 (Bild 6) besonders gut einstellen.

Eine ziemlich ähnliche Schaltung zeigt **Bild 7.** Für für die Schaltung nach Bild 6. In der Schaltung nach



Eine Variante zu der Schaltung nach Bild 6. Auch hier handelt es sich um eine Zweizeitkonstantenschaltung, in der mit dem zweiten *RC*-Glied der Hysterese-Effekt abgeschwächt wird.

Bild 7 ist der Widerstand R_1 nicht einstellbar und hat einen wesentlich geringeren Wert als in der Schaltung nach Bild 6. Hier stehen beide Kondensatoren unter dem Einfluß des Einstellwiderstandes.

Schaltteilliste zu Bild 7

R_1 7,5 kΩ . . . 12 kΩ 0,5 W
R_2 100 kΩ . . . 200 kΩ linear 2 W
R_3 3 kΩ . . . 7,5 kΩ 0,5 W
C_1 47 nF 125 V
C_2 100 nF 400 V

Die Schaltteillisten zu den Bildern 6 . . . 8

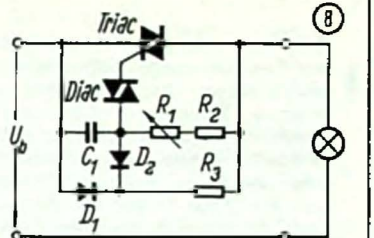
Diese Listen gelten durchweg für einen Nennwert der Netzwechselspannung von 220 V. Die Diacs und Triacs sind in den Listen nicht aufgeführt. Die Diac-Typen unterscheiden sich voneinander nur so unwesentlich, daß hier keine bestimmten Typen verwendet werden müssen. Die Triacs werden für 400 V und den jeweils benötigten Strom ausgewählt. Zum Abschwächen der Rundfunk- und Fernsehstörungen überbrückt man die Reihenschaltung des Thyristors mit einer HF-Drossel von etwa 100 µH mit einem induktionsfreien Kondensator von 100 nF.

Vermeiden vom Hysterese-Effekt (Zweidiodenschaltung)

Der Hysterese-Effekt rührt daher, daß der das Starten des Stromes durch den Triac verzögernde Kondensator des RC-Zeitgliedes mit dem Startimpuls teilentladen wird. Als Mittel, den Hysterese-Effekt zu vermindern, haben wir bisher das Nachladen aus einem zweiten Kondensator (Bilder 6 und 7) bzw. aus dem Netz (Bild 5) kennengelernt.

Nun kommen wir zum dritten Mittel, den Hysterese-Effekt zu bekämpfen. Mit ihm läßt er sich völlig vermeiden:

Den Hysterese-Effekt kann man, wie schon angedeutet, vermeiden, indem man dem Kondensator C_1 die



Zweidiodenschaltung, in der der Hysterese-Effekt vermieden ist. Mit den Dioden wird das Entladen des Zeitgliedkondensators auch dann erreicht, wenn kein Startimpuls zustande kommt.

Schaltteilliste zu Bild 8

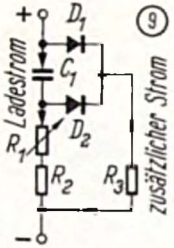
R_1 (250 . . . 500) kΩ, 0,5 W, linear,
R_2 (1 . . . 10) kΩ, 0,5 W, R_3 (15 . . . 22) kΩ, 2 W,
C_1 100 nF, 125 V, D_1, D_2, 400 V.

Möglichkeit bietet, sich unabhängig von einem Kippen des Diac zu entladen. Dies erreicht man für die eine der beiden Netzspannungshalbwellen mit Zufügen zweier Dioden D_1, D_2 und eines Widerstandes R_3 **(Bild 8).**

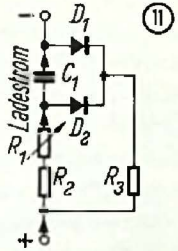
Die folgenden Bilder veranschaulichen das Aufladen und das Entladen des Zeitgliedkondensators für den Fall, daß es nicht zum Starten des Stromdurchgangs durch den Triac kommt.

Man nimmt dabei während der positiven Halbwelle der Netzwechselspannung U_b einen zusätzlichen Strom über die Diode D_1 in Kauf **(Bild 9)**. Für diese Spannungs-Halbwelle bleiben D_1, D_2 und R_3 auf das Entladen von C_1 ohne Einfluß **(Bild 10)**.

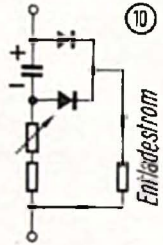
Dies Bild bezieht sich auf die positive Netzspannungs-Halbwelle. Es gilt für die vor dem Startzeitpunkt liegende Zeitspanne. Der Zeitgliedkondensator wird dabei aufgeladen. Parallel zum Kondensator-Ladestrom fließt ein Strom über die Diode D_1 und den Widerstand R_3, um sich über den Lastwiderstand und das Netz zu schließen.



Das Aufladen des Zeitgliedkondensators während der negativen Halbwelle der Netzwechselspannung. Dieser Ladestrom fließt, solange der Stromdurchgang durch den Triac nicht gestartet ist. Ein Strom über R_3 kommt hierbei nicht zustande.



Wurde der Stromdurchgang durch den Triac während der positiven Netzspannungs-Halbwelle nicht gestartet, so bleiben die beiden Dioden und der Widerstand R_3 ohne nennenswerten Einfluß. Ein Entladestrom, wie er hier eingetragen ist, müßte sich über $R_1 + R_2$ schließen.



Wurde der den Triac durchfließende Strom nicht gestartet, so kommt es zu einem Entladen des Zeitgliedkondensators, wenn der Betrag des negativen Netzwechselspannungs-Augenblickswertes den Betrag der Kondensatorspannung unterschreitet. Der Entladestrom schließt sich über die Diode D_2, den Widerstand R_3 und das Netz.

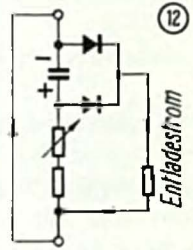
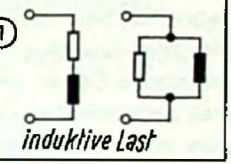


Bild 11 zeigt, daß während der negativen Halbwelle von U_b ausschließlich der hierzu gehörende Ladestrom fließt. Der Kondensator-Entladestrom, der beim Absinken des Betrages des Netzspannugs-Augenblickswertes unter den der Kondensatorspannung einsetzt, schließt sich über die Diode D_2, den Widerstand R_3 und das Netz **(Bild 12)**.

Triac bzw. Thyristor als Wechselstromschalter für induktive Last

Induktive Last

Hierunter sind Wechselstrombelastungen zu verstehen, die der angelegten Wechselspannung nacheilende Ströme durchlassen. Dabei handelt es sich um Phasenverschiebungen, die bis an 90° herankommen können, 90° aber kaum jemals erreichen. Zu den induktiven Lasten gehören beispielsweise Motoren sowie über Transformatoren angeschlossene Verbraucher.
Besonders große Phasenverschiebungen ergeben sich, wenn die über einen Transformator angeschlossene Belastung abgeschaltet wird. Der dann unbelastete Transformator stellt eine hohe Induktivität mit nur geringem Verlustwiderstand bzw. Verlustleitwert dar. Der Verlustwiderstand ist in Reihe mit der Induktivität wirksam, während man den Verlustleitwert parallel zur Induktivität zu denken hat **(Bild 1)**.
Normalerweise legt man den grundsätzlichen Betrachtungen über das Schalten induktiver Last die Reihenschaltung der Induktivität mit dem Wirkwiderstand zugrunde.
Induktivität und Wirkwiderstand sind in Wirklichkeit nicht konstant. Man rechnet aber meistens im Einzelfall mit konstanten Werten.



Zwei Möglichkeiten des Aufgliederns der Impedanz (des komplexen Widerstandes) in einen Realteil und einen Imaginärteil. Den Realteil betrachtet man hier als ohmschen Widerstand. Der Imaginärteil ist hier eine Induktivität.

Das Schalten

Bei einem Schalter mit mechanisch bewegten Kontakten und zeitlichem Sinusverlauf der Wechselspannung hat man es beim Einschalten nach einer kurzen Übergangszeit mit einem Strom zu tun, für den im Idealfall ebenfalls der zeitliche Sinusverlauf gilt. Dabei braucht man sich um die Vorgänge, die sich unmittelbar nach Schließen bzw. Öffnen des Schalters in den Übergangszeiten zwischen den hierzu gehörenden Dauerzuständen abspielen, nicht immer zu kümmern.
Triac und Thyristor sind aber solche Wechselstromschalter, mit denen während des für die Last geltenden Einschaltzustandes innerhalb jeder Wechselspannungs-Halbperiode einmal eingeschaltet und einmal der Strom unterbrochen wird.

Das Unterbrechen des Stromes

Bei induktiver Last bereitet üblicherweise das Einschalten weniger Schwierigkeiten als das Ausschalten.

Deshalb sei hier mit dem Unterbrechen des Stromes begonnen, dem das Ausschalten entspricht.
Der Triac bzw. der Thyristor unterbricht den ihn durchfließenden Strom erst, wenn der Haltewert des Stromes unterschritten wird. Beim Unterbrechen des Stromes einer induktiven Last ergibt sich natürlich auch am Triac oder am Thyristor eine Abschalt-Überspannung. Diese überlagert sich beim Sperren des Triacs dem im Sperrzeitpunkt geltenden Augenblickswert der Netzwechselspannung. Der Netzwechselspannungs-Augenblickswert tritt nämlich mit dem Sperren des Stromes — zunächst überlagert von der Abschaltüberspannung — am Triac bzw. am Thyristor auf.
Im folgenden wird der Kürze halber immer nur der Triac erwähnt. Gemeint ist dabei aber ebenso der Thyristor.
Die Abschalt-Überspannung spielt am Triac im Normalfall keine größere Rolle: Der Triac unterbricht den ihn durchfließenden Strom ja erst, wenn dieser den dem Triac charakteristischen verhältnismäßig geringen Haltewert unterschritten hat. Er liegt für Triacs, wie sie uns interessieren, zwischen Einern und wenigen Zehnern von Milliampere. Das ist nicht viel. Deshalb bleiben diese Überspannungen in Grenzen. Sie können dem Triac an sich kaum gefährlich werden.
Bild 2 veranschaulicht die Netzwechselspannung mit ihrem zeitlichen Sinusverlauf sowie die Spannung am Triac mit den hierzu gehörenden Überspannungen.

Im Falle der Bilder 2 gilt: Vom Nulidurchgang des Augenblickswertes der Netzwechselspannung an gerechnet unterbricht der Triac den ihn durchfließenden Strom hier nach einem Achtel einer Periode,
wobei der Stromdurchgang nach Ablauf eines weiteren Sechzehntels einer Periode von neuem gestartet wird.

In Bild 2 ist angedeutet, daß es sich bei der Abschalt-Überspannung um eine Wechselspannung handelt (jeweils positive und negative Werte). Doch um die Abschalt-Überspannung geht es hier weniger: Zu achten hat man in erster Linie auf die Geschwindigkeit mit der die Spannung am Triac ansteigt: Steigt die Spannung am Triac nämlich zu rasch an, so wird über die Kapazitäten im Triac dessen Starter derart beeinflußt, daß es sofort wieder zum Starten des Stromdurchgangs kommt.

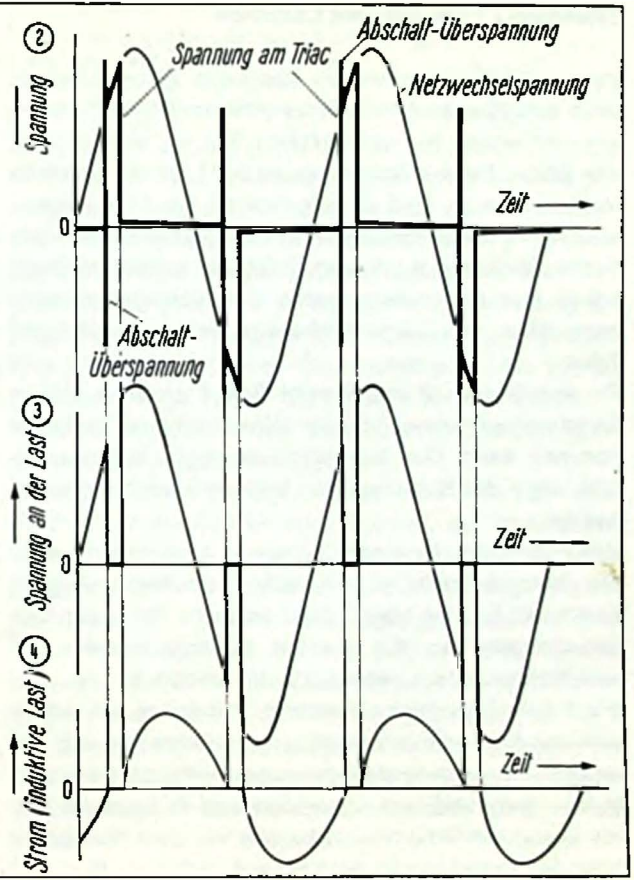
Demgemäß enthalten die Triac-Datenlisten unter der Überschrift »Grenzwerte« bzw. »Absolute Grenzwerte« Angaben über den höchstzulässigen Wert der Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeit. Beispielsweise steht da: höchstzulässig 10 V/µs.

Ein Triac ist zum Schalten induktiver Lasten um so besser geeignet, je höher der höchstzulässige Wert der Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeit ist.

Es handelt sich hier um ein Beispiel. Angenommen sind der Zeitpunkt für das Starten des Stromdurchgangs durch den Triac sowie das Verhältnis der Induktivität zum Widerstand der Last.

Dargestellt sind hier Spannungen und Strom wie sie bei einer mit einem Triac während jeder Halbwelle geschalteten induktiven Last in Frage kommen. Während der vier kurzen Zeitspannen ist der Stromdurchgang durch den Triac blockiert, wobei die Spannung am Triac mit der Netzwechselspannung übereinstimmt und der Laststrom den Wert Null hat. Wenn dann der Stromdurchgang durch den Triac gestartet wird, geht die Spannung am Triac fast ganz auf Null zurück, während die Netzwechselspannung nahezu völlig an der induktiven Last herrscht. Der Laststrom beginnt jetzt von Null aus rasch anzusteigen. Wäre die induktive Last eine reine Induktivität, so ginge der Stromanstieg bis zum Nulldurchgang der Netzwechselspannung weiter, um sich erst dann ins Gegenteil zu verkehren. Wegen des ohmschen Widerstandsanteils der induktiven Last endet der Stromanstieg früher, womit das Absinken des Strom-Augenblickswertes eher beginnt. Der Strom geht erst auf Null zurück, wenn die Netzwechselspannung bereits mit entgegengesetzter Polung nennenswert angestiegen ist. Leser, die das befremdet, mögen daran denken, daß der eine Induktivität durchfließende Wechselstrom der ihn verursachenden Spannung um ein Viertel einer Periode nacheilt.

Man beachte, daß die Abschalt-Überspannungen Schwingungen anregen. (Daher Überspannung jeweils auch mit entgegengesetzter Polarität).



Spannung an der Last und Laststrom

Von den Überspannungen, die beim Stromunterbrechen auftreten, und den hierzu gehörenden Ausgleichsströmen wollen wir nun absehen. Tun wir das, so folgt aus Bild 2 für die Spannung an der Last der zeitliche Verlauf, der in **Bild 3** aufgetragen ist. Der Augenblickswert der Spannung an der Last ist in jedem Zeitpunkt gleich dem zu diesem Zeitpunkt geltenden Überschuß des Augenblickswertes der Netzwechselspannung über den Augenblickswert der Spannung am Triac.

Zu den Bildern 2 und 3 zeigt **Bild 4** einen zeitlichen Stromverlauf, wie er in einer induktiven Last zustande kommen kann. Der Sperrzustand ergibt sich jeweils erst, wenn der Strom auf den Haltestromwert abgesunken ist.

Wird der Triac in einem Zeitpunkt gestartet, in dem die Netzwechselspannung einen positiven Augenblickswert hat, so steigt der Laststrom mit einer Geschwindigkeit an, die diesem Augenblickswert und dem Kehrwert der Last-Induktivität entspricht.

Wäre kein Last-Wirkwiderstand vorhanden, so setzte sich der Anstieg des Laststromes solange fort, als die an der Last auftretende Spannung ihr Vorzeichen nicht ändert. Aufgrund des Lastwiderstand-Wirkanteils tritt der Laststrom-Scheitelwert bereits vor dem Nulldurchgang der Spannung an der Last auf.

Wegen des induktiven Anteils fließt aber der Laststrom nach dem Wechsel des Spannung-Vorzeichens doch noch eine Zeitlang in der ursprünglichen Richtung weiter, wobei sein Augenblickswert schließlich bis auf den Triac-Haltestromwert absinkt. Das ist hier ein Achtel einer Periode nach dem Spannungs-Nulldurchgang erreicht. In diesem Zeitpunkt geht der Laststrom von dem Triac-Haltestromwert abrupt auf den Wert Null zurück.

Der eben geschilderte zeitliche Stromverlauf wiederholt sich mit wechselndem Vorzeichen der Augenblickswerte von Halbperiode zu Halbperiode der Netzwechselspannung.

Minimale Strom-Anstiegsgeschwindigkeit

Der Strom, der eine induktive Last durchfließt, setzt nicht sprunghaft ein. Er steigt vom Wert Null aus an. Seine Anstiegsgeschwindigkeit fällt um so geringer aus, je kleiner der Augenblickswert der Netzwechselspannung im Start-Zeitpunkt des Stromes ist und einen je größeren Anteil die Induktivität an der Last hat, d. h. je größer das $L:R$-Verhältnis ist.

Wenn man den Stromdurchgang durch den Triac mit Impulsen startet, so müssen die Impulse so lang sein, daß bei Startimpuls-Ende der höchstmögliche Haltestromwert des Triacs bereits überschritten ist.

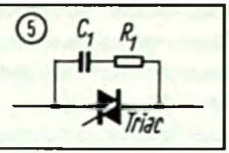
Höchstzulässige Strom-Anstiegsgeschwindigkeit

In den Triac-Datenlisten ist diese Geschwindigkeit mit beispielsweise 20 A/µs angegeben. Während wir es im vorangehenden Abschnitt mit der unteren (betriebsbedingten) Grenze der Strom-Anstiegsgeschwindigkeit zu tun hatten, handelt es sich bei dem höchstzulässigen Wert um eine Grenze, die in Anbetracht der Triac-Lebensdauer nicht überschritten werden darf. Diese obere Grenze gilt vor allem für Stromwerte, die höher sind als der Triac-Haltestromwert. Beim Schalten induktiver Last wird die obere Grenze der Strom-Anstiegsgeschwindigkeit kaum je erreicht. Sie wurde hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt — insbesondere deshalb, damit man diese obere Grenze nicht mit der unteren Grenze (voriger Abschnitt) durcheinander bringt.

Einfaches Mittel zum Erreichen der richtigen Anstiegsgeschwindigkeiten

Betrachten wir zunächst das Begrenzen der Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeit am Triac. Sie läßt sich leicht etwas herabsetzen: Man braucht dem Triac lediglich einen Kondensator in Reihe mit einem Widerstand parallel zu schalten **(Bild 5).** Die Spannung an einer solchen Reihenschaltung kann, wenn weitere

Um Schwierigkeiten mit dem Schalten induktiver Last zu vermeiden, überbrückt man den Triac (oder den Thyristor) so ($R_1 \approx 100\ \Omega$, $C_1 \approx 100$ nF).



Widerstände als Vorwiderstände wirksam werden, nur insoweit sprunghaft auftreten als das dem Verhältnis des Widerstandes der *RC*-Reihenschaltung zu dem Gesamtwert der Vorwiderstände entspricht. Der weitere Spannungsanstieg an der *RC*-Reihenschaltung erfolgt dann dem Aufladen des Kondensators gemäß. Das geschieht mit einer Geschwindigkeit, die um so geringer ist, je höher die Werte der Kondensatorkapazität und des für den Ladestrom in Betracht kommenden Gesamtwiderstandes sind.

Es sieht danach so aus, als sei von dem *RC*-Glied (Bild 5) nur der Kondensator nützlich, der Widerstand aber störend. Man braucht den Widerstand aber doch: Er ist erforderlich, um Schwingungen zu dämpfen bzw. zu verhindern. Solche Schwingungen könnten sich sonst in schädlichem Ausmaß aufgrund des Zusammenwirkens der Kondensatorkapazität mit den Schaltungs-Induktivitäten ergeben. Es muß daher bei dem *RC*-Glied gemäß Bild 5 bleiben. Rechnen braucht man da kaum: Zum Herabsetzen der Spannungs-Anstiegsgeschwindigkeit auf ein zulässiges Maß genügen die Werte:

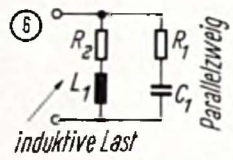
$R_1 \approx 100\ \Omega$ $\quad$ $C_1 \approx 100$ nF

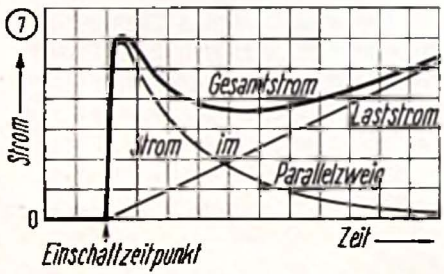
Der Kondensator muß natürlich etwas mehr als die Netzwechselspannung aushalten können.

Nun zu der Mindest-Strom-Anstiegsgeschwindigkeit. Man könnte daran denken sie mit einem *RC*-Glied parallel zur induktiven Last für den Triac zu erhöhen **(Bild 6).** Damit ergeben sich beim Starten des Triac und dem hierzu gehörenden sprunghaften Auftreten der Spannung an der Parallelschaltung aus induktiver Last mit dem *RC*-Glied: Ein plötzlicher Stromanstieg bis nahezu auf den Stromwert, der aus dem Anfangs-Augenblickswert der Netzwechselspannung und dem Widerstand R_1 des *RC*-Gliedes folgt, mit anschließend absinkendem Augenblickswert sowie ein allmählicher Anstieg des Stromes durch die induktive Last (R_2+L_1). **Bild 7** veranschaulicht das.

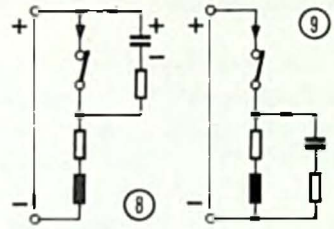
Man braucht aber den in Bild 6 eingetragenen Parallel-*RC*-Zweig gar nicht! Der in Bild 5 gezeigte *RC*-Zweig, der dem Triac parallel geschaltet ist, wirkt sich genauso aus. Das kann man sich mit einem Vergleich der **Bilder 8** und **9** sofort klar machen. Diese Bilder betreffen den Zeitpunkt, in dem der den Triac hier darstellende Schalter soeben geschlossen wurde. Wir sehen, daß im Falle des Bildes 8 der Kondensator-Entladestrom den Schalter im selben Sinn durchfließt wie der Kondensator-Ladestrom in der Schaltung nach **Bild 9.**

Falls das Starten des Stromdurchgangs durch Thyristor oder Triac bei induktiver Last Schwierigkeiten macht, legt man z. B. parallel zur Last die Reihenschaltung eines Kondensators mit einem Widerstand.





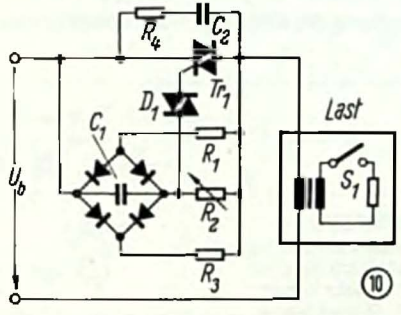
Auswirken des Parallelzweiges nach Bild 6 beim Einschalten einer induktiven Last.



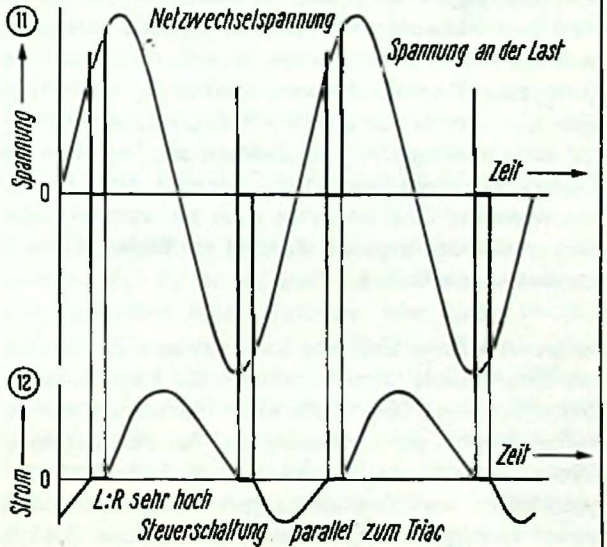
Diese Bilder zeigen, daß der Parallelzweig aus Kondensator und Widerstand nach Belieben entweder der induktiven Last oder dem Triac bzw. dem Thyristor bezüglich des zu erreichenden Stromanstiegs parallel geschaltet werden darf.

Ein Symmetrieproblem

Falls das Last-*L*:*R*-Verhältnis (die *L*:*R*-**Zeitkonstante**) **nicht sehr groß** ist (etwa für Universalmotoren), genügt zum Erreichen der Symmetrie der positiven und negativen Stromimpulse eine hinreichend symmetrische Stromflußwinkelsteuerung mit einer Steuerschaltung, die parallel zum Triac bzw. zur Thyristor-Antiparallelschaltung liegt. Dementsprechende Schaltpläne finden sich auf den Seiten 50 und 53. Nicht geeignet in dieser Hinsicht ist die Schaltung gemäß Seite 55. Doch läßt sie sich mit Zufügen zweier Dioden leicht auf symmetrische Funktion umstellen. Mit diesen Dioden erhält man die **Vierdiodenschaltung** nach **Bild 10**. Die Diodenkombination ist hier so eingetra-



Hysterese-Effekt-freie Schaltung (Vierdiodenschaltung) für induktive Last mit nicht sehr hohem *L*:*R*-Verhältnis. Mit den zusätzlichen Dioden wird die Ansteuerungs-Symmetrie erreicht. S_1 darf in dieser Schaltung während des Betriebs nicht geöffnet werden!



Beispielsweiser Spannungsverlauf an der Last in einer Schaltung nach Bild 10 bei sehr hohem *L*:*R*-Verhältnis; also bei offenem Schalter. Darunter ein zeitlicher Stromverlauf hierzu.

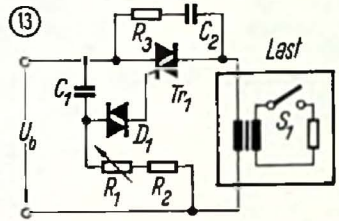
gen, daß man sie als die für einen Brückengleichrichter (Graetzgleichrichter) geltende Kombination leicht erkennt.

Bei sehr **großem** *L*:*R*-Verhältnis der Last (diese z. B. als Kombination mit einem Transformator, der im Betrieb auch leerlaufen oder schwach belastet sein kann), muß die Steuerschaltung vom jeweiligen Zustand der Triac- bzw. Thyristor-Antiparallelschaltung unabhängig sein, also unmittelbar aus dem Netz gespeist werden.
Mit einer Abhängigkeit vom Zustand des Triac bzw. der Thyristor-Antiparallelschaltung könnten sich nämlich unerwünschte Unsymmetrien auch bei symmetrischer Steuerschaltung ergeben. Anhand der **Bilder 11** und **12** sei dies kurz erläutert:

Aufgrund äußerer Einflüsse kann einmal z. B. der positive Stromimpuls länger andauern als sonst. Das bedeutet größeren Stromflußwinkel. Hiermit werden der Aufbau-Beginn der Startspannung für den negativen Stromimpuls hinausgezögert und so dieser Impuls geschwächt, was den hierzu gehörenden Stromflußwinkel verringert. Folglich kann der nächste positive Stromimpuls früher beginnen. Das erhöht dessen Übergewicht weiter. Aus der Unsymmetrie der Stromimpulse folgt ein Gleichstromanteil, der zu mißliebiger Vormagnetisierung führen kann. Diese setzt übrigens das *L*:*R*-Verhältnis herab.

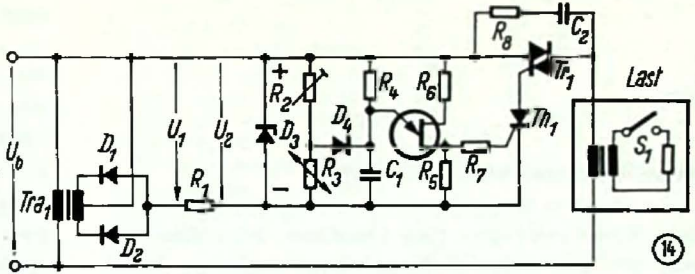
Zwei Schaltungen für hohes *L*:*R*-Verhältnis der Last

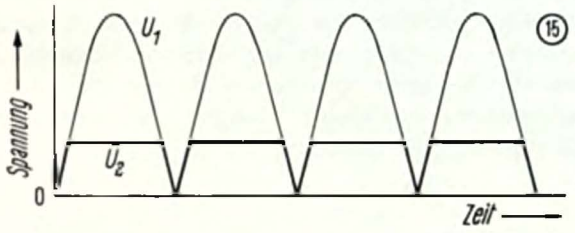
Die Schaltung nach **Bild 13** entspricht dem auf Seite 53 gezeigten Schaltplan. Die Steuerschaltung liegt unmittelbar am Netz.
In der Schaltung nach **Bild 14** wird die Steuerschaltung aus einem an die Netzspannung angeschlossenen Transformator gespeist. Mit der Zweiweggleichrichtung ohne Ladekondensator ergeben sich als U_1 eine positive pulsierende Spannung und als U_2 begrenzt mit der Kombination der Z-Diode D_3 und des Widerstandes R_1 **(Bild 15)**. Mit dem am Spannungsteiler-Teilwiderstand R_3 auftretenden Anteil von U_2 wird der Kondensator C_1 jeweils aufgeladen. Die Kondensatorspannung erreicht den Kippspannungswert der Emitter-



Eine ganz einfache Schaltung, die sich für Last mit sehr hohem L:*R*-Verhältnis eignet.
Bemessung für 220 V, 50 Hz: $R_1 = R_3 = 22$ kΩ, linear, $R_4 = 100$ Ω, $C_1 = C_2 = 100$ µF). (S_1 darf betriebsmäßig offen sein.)

Weiteres Beispiel für eine Schaltung bei sehr hohem L:R-Verhältnis der Last mit einem UJT und einem Kleinleistungsthyristor. Bemessung für 220 V, 50 Hz: R_1 = 100 Ω, R_2 = 5 kΩ, linear, R_3 = Fühler, R_4 = 1 MΩ, R_5 = 47 Ω, R_6 = 1 kΩ, R_7 = 1 kΩ, R_8 = 100 Ω, C_1 = C_2 = 100 nF, D_1 = D_2 = D_4 = GE 1N1692, D_3 = GE 1N1771/10 V, T_1 = GE 2N2646, Th_1 = GE SCR C60. Halbleiter-Bauelemente General Electric.





Zeitlicher Verlauf der Spannungen U_1 und U_2 in der Schaltung nach Bild 14.

Basis-1-Strecke des UJT um so eher, je höher das Verhältnis $R_3 : R_2$ ist (R_3 stellt einen Fühler — etwa einen Heißleiter, einen Kaltleiter oder einen Photoleiter dar).

Kommt es zum Kippen des UJT, so wird der Stromdurchgang durch den Kleinleistungsthyristor Th_1 mit der dann an R_5 auftretenden Spannung gestartet. Th_1 startet seinerseits den Stromdurchgang durch den Triac. Gegen Ende jeder Netzspannungshalbwelle sinkt U_2 auf Null (siehe Bild 15). Aufgrund dessen fällt Th_1 dann jeweils in den Blockierzustand zurück.

HF-Störungen wirksam bekämpft

Zustandekommen solcher Störungen

Diese Störungen haben zwei Ursachen: Sie entstehen, wenn der Strom von Null auf einen endlichen Wert springt, und kommen auch dann zustande, wenn der Triac bzw. der Thyristor den Strom beim Unterschreiten des Haltewertes unterbricht.
Die eine Ursache der elektromagnetischen Störungen ist das abrupte Auftreten des Stromes. Die andere Ursache besteht im Zurückspringen des Stromes auf den Wert Null. Beide Sprünge ergeben sich beim Triac während jeder Wechselspannungs-Halbwelle. Gleiches gilt für antiparallel geschaltete Thyristoren und Thyristoren, die z. B. über einen Brückengleichrichter (Graetz-Gleichrichter) so mit pulsierender Spannung betrieben werden, daß die zwei Wechselspannungs-Halbwellen mit demselben Vorzeichen zur Geltung kommen. Bei Verwenden einzelner Thyristoren treten beide Strom-Sprünge in jeder Wechselspannungsperiode nur einmal auf.
HF-Störungen entstehen auch, wenn es sich um Laststromkreise ohne Induktivitäten handelt.

Störungen, die auch ohne Felder im Laststromkreis vom Unterbrechen des Stromes herrühren

Man nennt diese Störungen gelegentlich **TSE-Störungen.** TSE ist die Abkürzung von **Träger-Speicherungs-Effekt.** Damit steht es so: Bei Stromdurchgang sind im Triac bzw. im Thyristor viele bewegliche Ladungsträger enthalten. Sie bedeuten gewissermaßen einen gespeicherten Strom: Kurz nach dem Sperren des speisenden Stromes geht die Wechselspannung, die an einem Triac oder Transistor liegt, durch Null. Dabei bauen sich die »gespeicherten« beweglichen Ladungsträger ab. Das geschieht in Form eines kurzen Stromimpulses. Dessen Richtung ist dem des zuvor durchgelassenen Stromes entgegengesetzt. Deshalb spricht man hier von Rückstrom. Der **Rückstromimpuls** verursacht Überspannungen, deren Anteile sich — mit der Frequenz abnehmend — über einen weiten Frequenzbereich erstrecken.

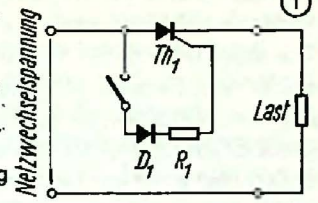
Störungen, die sich beim sprunghaften Einsetzen des Stromes ergeben

Beim sprunghaften Einsetzen des Stromes treten ebenfalls Einschwingvorgänge auf, die zu Überspannungen führen. Hierfür gilt bezüglich des Spektrums etwa dasselbe wie für die TSE-Störungen.

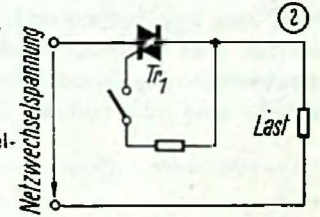
Man kann die vom Einsetzen des Stromes bewirkten Störungen klein halten, indem man den Strom mit geringen Augenblickswerten einsetzen läßt. Das ist nur zu machen, wenn der Triac oder der Thyristor lediglich zum Schalten verwendet werden, wenn also die Möglichkeit der Phasenanschnitt-Steuerung unausgenutzt bleibt.

Um Triacs bzw. Thyristoren unter Verzicht auf Phasenanschnitt-Steuerung zu schalten, kann man die Netzwechselspannung selbst zum Starten ausnutzen. Man kommt damit zu höchst einfachen Schaltungen **(Bilder 1 und 2)**. Leider haben diese Schaltungen den Nachteil, daß das Starten erst erfolgt, wenn der Augenblickswert der Netzwechselspannung bereits auf einen gewissen Wert angestiegen ist. Vom Standpunkt des zu erreichenden Strom-Effektivwertes aus betrachtet, wäre das hiermit gegebene Verzögern des Strom-Einsatzes nicht von Belang: Ein merkliches Absenken des Strom-Effektivwertes ergäbe sich erst, wenn die Verzögerung des Strom-Einsatzes mehr als etwa ein Zehntel einer Halbperiode betragen würde. So groß sind diese Verzögerungen nicht. Im Hinblick auf das Zustandekommen elektromagnetischer Störungen aber erweist sich das mit solchen Verzögerungen bewirkte sprunghafte Einsetzen des Stromes als unerwünscht.

Man kann das Verzögern des Strom-Einsatzes vermeiden, indem man mit zeitlich passend auftretenden Start-Impulsen arbeitet:



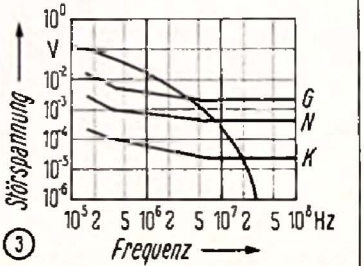
Nochmals der Thyristor als einfacher Schalter. Zum Starten des Stromdurchgangs kommt es erst, wenn der positive Augenblickswert der Netzwechselspannung die Summe aus der Dioden-Schleusenspannung und der zum Starten des Stromdurchgangs notwendigen Starter-Katoden-Spannung erreicht hat.



Nochmals der Triac als einfacher Schalter. Auch bei ihm kommt es erst zum Starten des Stromdurchgangs, wenn der Augenblickswert der Netzwechselspannung dafür ausreicht. Hier fällt allerdings die Dioden-Durchlaßspannung bzw. die Dioden-Schleusenspannung weg.

Man erzeugt diese Impulse hierfür so, daß ein solcher Impuls während jedes Nulldurchganges der Netzwechselspannung wirksam wird. Schaltungen, mit denen diese Impulse zustande gebracht werden, nennt man **»Nullspannungsschalter«**. Derartige Schaltungen wären — aus einzelnen Bauelementen zusammengeschaltet — ziemlich teuer. Glücklicherweise gibt es sie bereits in integrierter Ausführung.

Die Phasenanschnitt-Steuerung ist bezüglich der von Triacs bzw. Thyristoren bewirkten Störungen besonders unangenehm. Bei ihr kommen Sprünge des Stromes in dem Bereich vom Wert Null bis zum Scheitelwert des Stromes in Betracht. Die mit Phasenanschnitt-Steuerung bewirkten elektromagnetischen Störungen sind einer der Nachteile dieser Steuerung.
Leider braucht man die Phasenanschnitt-Steuerung zum Steuern der Helligkeit elektrischer Beleuchtungen.
Für viele andere Zwecke kann man auch zum Steuern der Triacs und Thyristoren Nullspannungsschalter verwenden. Das geschieht in der Weise, daß man zum Herabsetzen des Strom-Effektivwertes den Start-Impuls für eine oder mehrere Perioden einer Serie von Perioden periodisch unterdrückt (Wellenpaket-Steuerung).



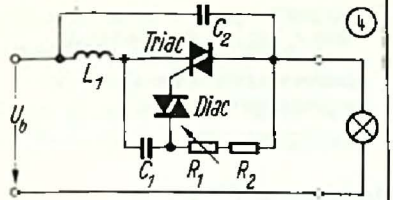
③ Das bei Stromflußwinkelsteuerung der Triacs bzw. Thyristoren zu erwartende Störspannungsspektrum sowie die mit Hilfe von Entstör-Mitteln einzuhaltenden Grenzen.

Das Spektrum der Störungen

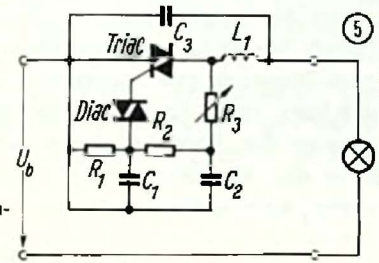
Bild 3 gibt hierzu ein Beispiel. Es zeigt, daß im Bereich zwischen 10^5 Hz und 10^6 Hz die Störspannung der Frequenz etwa umgekehrt proportional ist und daß sie mit weiter zunehmender Frequenz immer stärker abnimmt.
Ein solches Spektrum gilt natürlich nicht allgemein. Es ergibt sich nur unter bestimmten Meßbedingungen. Diese sind gemeinsam mit den für die Entstörung einzuhaltenden Grenzwerten in den VDE-Vorschriften 0875, 0876 und 0877 festgelegt. Die drei Grenzen G (grob), N (normal) und K (klein) sind in Bild 3 zusätzlich eingetragen. Einzuhalten ist normalerweise die Grenze N.

Störschutzschaltung mit Störschutzdrossel

Als Störschutzschaltung einfachster Art käme ein den Triac oder Thyristor überbrückender Kondensator mit einer Kapazität von beispielsweise etwa 100 nF in Frage. Ein solcher Kondensator allein aber genügt für Thyristor- und Triac-Schaltungen, die Phasenanschnitt-Steuerungen ermöglichen, im allgemeinen bei weitem noch nicht. Deshalb verwendet man üblicherweise



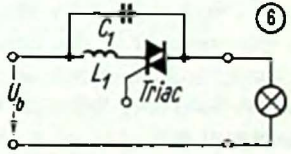
Eine Dimmerschaltung mit der Störschutzdrossel L_1 und dem Störschutzkondensator C_2.



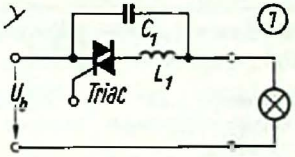
Eine zweite Dimmerschaltung (Zweizeitkonstantenschaltung mit HF-Störschutz.
Die Schutzdrossel ist hier auf der anderen Seite des Triacs eingesetzt.

Kombinationen von Kondensatoren mit Drosselspulen. Die **Bilder 4** und **5** geben hierzu Beispiele. An diesen Beispielen fällt auf, daß die Drosselspule einmal auf der Seite der Triac-Steuerstrecke (Anschluß 1) und einmal auf der anderen Seite des Triacs (Anschluß 2) eingefügt ist. Das könnte darauf hindeuten, daß man die Schaltung nach Belieben gemäß **Bild 6** oder **7** ausführen kann. Dies trifft jedoch nicht immer zu. Meistens ist eine Seite des Triacsystems entweder mit dem Gehäuse leitend verbunden oder von ihm nur mit einer dünnen Isolierschicht getrennt. Das Gehäuse hat gegen den **Kühlkörper** oder gegen das als Kühlblech dienende Chassis eine gut leitende bzw. wirksame kapazitive Verbindung. Dies wird mit **Bild 8** schematisch

Eine Möglichkeit für das Einfügen der Störschutzdrossel in die Schaltung.

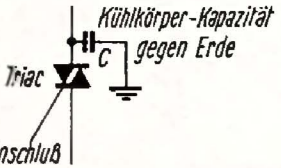


Die zweite Möglichkeit, die Störschutzdrossel in die Schaltung einzubauen.

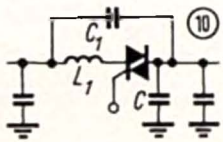


Das Triacsystem ist einseitig mit dem Triac-Gehäuse und über dieses mit dem Kühlkörper oder mit dem Kühlblech (Chassisblech) verbunden. Diese Verbindung kann galvanisch, d. h. elektrisch leitend oder über eine größere Kapazität bestehen.

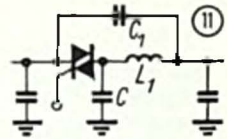
gezeigt. Ein Kühlkörper bzw. ein Kühlblech weist größere Abmessungen und demgemäß auch eine nicht unerhebliche Kapazität C gegen die Umgebung (gegen Erde, wie man sagt) **(Bild 9)** auf. Diese Kapazität C ist neben den zwei weiteren im wesentlichen wirksamen Erdkapazitäten für den Fall gemäß Bild 8 und Bild 9 entsprechend den beiden Möglichkeiten des Einfügens der Entstördrossel mit der Induktivität L_1 (Bilder 4 und 5) in den **Bildern 10** und **11** eingetragen. Man erkennt hieraus, daß für eine Bedingung nach Bild 8 die Drosselspule in der Schaltung, die Bild 10 zeigt, wirksam bleibt, während sie in der mit Bild 11 dargestellten Schaltung kapazitiv überbrückt ist und damit unwirksam wird.



Kühlkörper bzw. Kühlblech (Chassisblech) haben zu berücksichtigende Kapazitäten gegen die Umgebung und damit gegen Erde.



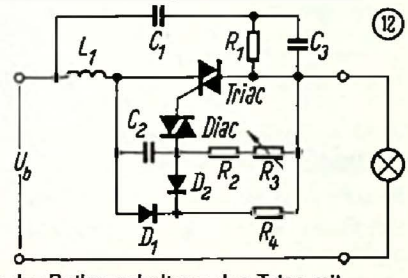
Für den mit Bild 8 gekennzeichneten Fall ist ein solches Einfügen der Störschutzdrossel bezüglich der Entstörung wirksam.



Für den mit Bild 8 charakterisierten Fall wird die Störschutzdrossel hier kapazitiv überbrückt, was ihrem Entstöreinfluß entgegenwirkt.

Schwingungsdämpfung

Die Kapazität C_1 des Überbrückungskondensators bildet mit der Induktivität L_1 der Entstördrossel über das System des Triac bzw. des Thyristors einen Schwingkreis. Dieser ist nicht besonders stark gedämpft. Deshalb kann es in ihm zu unerwünschten Schwingungen kommen. Sie dämpft man wirksam ab, indem man anstelle des Kondensators C_1 allein eine aus einem solchen Kondensator und einer in Reihe damit liegen-



Eine Dimmerschaltung nach Bild 8, Seite 55 mit Störschutzdrossel und einer schwingungsdämpfenden Überbrückung der Reihenschaltung des Triac mit der Störschutzdrossel.

den Parallelschaltung eines weiteren Kondensators mit einem Dämpfungswiderstand einsetzt (C_3 und R_1 in **Bild 12**). Als Werte kommen hierfür in Frage:

$C_1 = 220$ nF, $C_3 = 50$ nF, $R_1 = 82\ \Omega$ (Normwert).

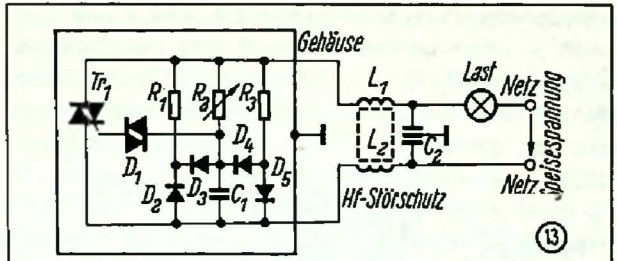
Im übrigen sind als HF-Entstörglieder auch die für induktive Last erforderlichen RC-Überbrückungen wirksam.

Die Reihenschaltung eines Kondensators mit der Parallelschaltung eines zweiten Kondensators und eines Widerstandes dämpft die Schwingungen zusätzlich, unterdrückt jedoch die HF-Störungen insgesamt weniger als ein Kondensator allein. Deshalb sollte man wissen, daß der Lastwiderstand wesentlich zum Dämpfen der Schwingungen beiträgt, und zwar um so mehr je höher sein Wirkleitwert ist.

Zweierlei Störstromkreise

Der Störstrom schließt sich zu einem Anteil wie der Laststrom, zum andern Teil aber über beide Leitungen, zwischen denen z. B. der Triac eingefügt ist, gleichsinnig gegen Erde, wobei sich die Erdkapazität der Triac- oder Thyristorschaltung ungünstig auswirkt.

An sich sollte man meinen, ein **Metallgehäuse** der Triac- bzw. Thyristorschaltung sei im Hinblick auf geringe HF-Störungen besonders günstig. Doch erhöht das Metallgehäuse die eben erwähnte Erdkapazität



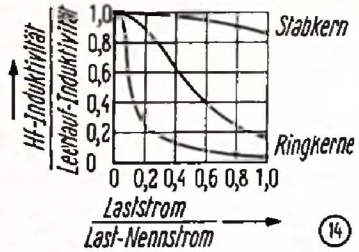
Triac-Vierdiodenschaltung mit Metallgehäuse und HF-Störschutz (Ringkerndoppeldrossel kompensiert L_1 L_2 und Kondensator $C_2 = 2 \times 100$ nF).

und deshalb den über die Erde gehenden Störstromanteil bedeutend.

Während bei einem **Isolierstoffgehäuse** meistens eine Störschutzdrossel in der einen Leitung (siehe die Bilder 4, 5 und 12) genügt, benötigt man bei einem Metallgehäuse meistens zwei Drosseln bzw. zwei Drosselwicklungen **(Bild 13)**.

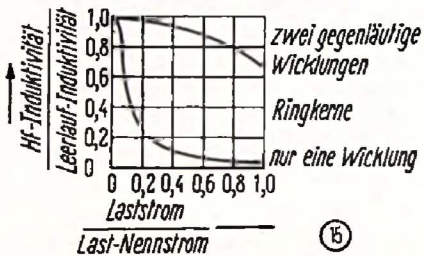
Durch die vom HF-Störstrom durchflossenen Drosselwicklungen geht natürlich auch der Laststrom. Daraus ergeben sich Vormagnetisierungen der Drosselkerne. Sie vermindern die HF-Induktivitäten der Drosseln. Um das in Grenzen zu halten, verwendet man vielfach magnetisch offene Kerne, also z. B. Stabkerne **(Bild 14)**, oder magnetisch geschlossene Kerne, d. h. z. B. Ringkerne mit zwei einander gleichen Wicklungen, und

schaltet diese Wicklungen so, daß der Kern vom Laststrom entgegengesetzt umflossen wird **(kompensierte Drosseln) (Bild 15).** Die **Bilder 16** und **17** zeigen hierzu den Feldverlauf zu der mit Pfeilspitzen angegebenen Stromrichtung **(Bild 16** für den Laststrom sowie für den ihm bezüglich des Stromkreises entsprechenden HF-Störstrom und **Bild 17** für den Störstrom gegen Erde).



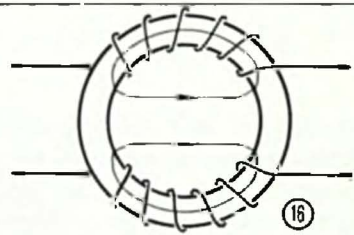
⑭

Einfluß des Laststromes auf die (mittlere) HF-Induktivität bei Einwicklungsdrosseln mit Stabkern bzw. mit in sich magnetisch geschlossenen Ringkernen (Ferritkerne).



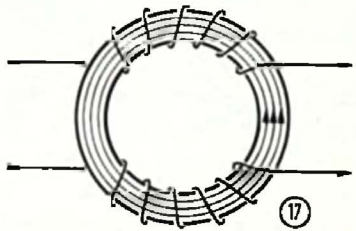
⑮

Einfluß des Laststromes auf die (mittlere) HF-Induktivität vergleichsweise für zwei »gegenläufige Wicklungen« (kompensierte Drossel) und für nur eine Wicklung (Ringferritkern).



⑯

Ringkerndrossel mit »gegenläufigen Wicklungen« (kompensierte Ringkerndrossel) mit Magnetfeldern, wie sie sich zu den eingetragenen Stromrichtungen ergeben.



⑰

Ringkerndrossel mit »gegenläufigen Wicklungen« und dem sich für den Erdstrom (Pfeilspitzen) ergebenden Magnetfeld.

Die Kondensatoren

Alle zum Unterdrücken der Störungen dienenden Kondensatoren müssen für 220 V Netzwechselspannung 400 V Gleichspannung aushalten und sollen induktionsarm sein.

Die Entstördrossel

Für die Induktivität hat sich ein Wert von etwa 100 µH offenbar vielfach als günstig erwiesen. Man geht aber oft auch über 1 mH hinaus.
Die Drossel muß natürlich für den Laststrom bemessen sein und soll möglichst kleine Kapazitäten aufweisen.
Man wird sie daher mit einem Ferritkern ausführen. Als Beispiel sei für einen Drahtdurchmesser von 0,65 mm (0,65 CuL) und damit für Ströme bis zu einem Effektivwert von 2,3 A der Valvo-Schalenkern 565835 1382 mit Wickelkörper VA 90 V 25 genannt. Dazu gehören 45 Windungen. CuL bedeutet mm Durchmesser Kupferdraht mit Lackisolation.

Als weiteres Beispiel sei eine Spule mit 55 Windungen auf einem Ferritstab und 8 mm Durchmesser und z. B. 80 mm Länge genannt.

Bekanntschaft mit der Thyristor-Tetrode

Bezeichnung, Schaltzeichen, Typen als Beispiele

Tetrode bedeutet vier Anschlüsse. Der vierte Anschluß ist der **Anodenstarter.** In den USA heißt die Thyristor-Tetrode auch silicon controlled switch oder kurz **SCS**. Manchmal nennt man sie auch abschaltbaren pnpn-Thyristor. Es gibt dafür zwei Schaltzeichen (**Bilder 1 und 2**).

Zwei Thyristor-Tetroden-Schaltzeichen. Das Schaltzeichen rechts wird im allgemeinen bevorzugt.

Als Typenbeispiele seien genannt:

a) 3N84 General Electric, Lieferant z. B. Neumüller, 8 München 2, Grenzwerte bei 25 °C: Anoden-Katoden-Spannung 40 V, Anodendauerstrom 175 mA, Starterströme 10 mA,

b) BRY 74 Intermetall, Grenzwerte bei 25 °C: Anoden-Katoden-Spannung 20 V, Anoden- und Anodenstarter-Dauerstrom 50 mA,

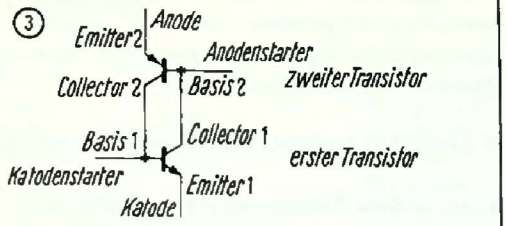
c) BRY 20 Siemens, Grenzwerte bei 25 °C: Anoden-Katoden-Spannung 40 V, Anoden- und Anodenstarter-Dauerstrom 300 mA, Katodenstarterstrom 100 mA,

d) BRY 39 Valvo, Grenzwerte bei 25 °C: Anoden-Katodenspannung 70 V, Anodenstrom und Starterströme 100 mA.

Natürlich sind die genannten Werte nur ganz grobe Anhaltspunkte. Näheres findet sich in den Datenlisten der Firmen! Typ a) eignet sich kaum für ein Vertauschen von Anode und Anodenstarter (siehe Seite 75).

Ein Hinweis

Mitunter werden die Thyristor-Tetroden-Daten im Hinblick auf spezielle Anwendungen zum Teil auf zwei



Das Thyristor-Tetroden-System aufgegliedert in zwei Transistorsysteme, wobei jeweils die Basis eines Systems mit dem Collektor des anderen Systems identisch ist.

Transistorsysteme **(Bild 3)** bezogen. Damit steht es so: Das Thyristor-Tetroden-System umfaßt vier Zonen, und zwar:

für die Katode eine n-Zone, für den Katodenstarter eine p-Zone,

für den Anodenstarter eine n-Zone und für die Anode eine p-Zone.

Man kann nun die drei zuerst genannten Zonen als die eines npn-Transistors und die drei zuletzt genannten Zonen als die eines pnp-Transistors auffassen, wenn man die zwei mittleren Zonen für beide Transistorsysteme gemeinsam gelten läßt **(Bild 3)**.

Hierzu sei erwähnt, daß man das Verhältnis des maximal zulässigen Katoden-Anoden-Stromes zu dem zum Starten bzw. Unterbrechen des Stromdurchgangs notwendigen Starterstrom auch **Stromverstärkung** nennt. In diesem Sinne spricht man von **Einschalt-** und **Abschalt-Stromverstärkung**. Diese Ausdrücke sind von der Bezeichnung (Gleichstrom-) Kurzschluß-Stromverstärkung für das Collector-Basis-Gleichstromverhältnis des Transistors abgeleitet.

Verwendbarkeit von Thyristor-Tetroden

Die Thyristor-Tetrode läßt sich für das Beeinflussen kleinerer Leistungen (Größenordnung einige Watt) vielfältig ausnutzen, und zwar je nach Typ als

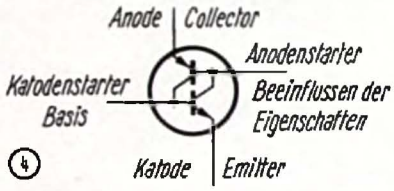
- normaler Thyristor mit offen gelassenem Anodenstarter oder Verbindung des Anodenstarters über einen Widerstand mit dem der Anode zugeordneten Speisespannungspol für Variation des Haltestromwertes und Erhöhen der Schaltgeschwindigkeit (Abfuhr diese vermindernder Ladungen),

- abschaltbarer Thyristor (wie oben), Abschalten mit negativer Katodenstarter-Katoden-Spannung oder — weniger günstig — mit positiver Anodenstarter-Anoden-Spannung (höhere Starterleistung),

● PUT mit Anodenstarter und offen gelassenem oder über Widerstand an Katode liegendem Katodenstarter oder als komplementärer PUT mit Vertauschen beider Starter,

● normaler Thyristor mit besonders kleiner Restspannung (Anode und Anodenstarter miteinander vertauscht), also Last an Anodenstarter, Anode über Widerstand an positivem Speisespannungspol,

Die gesamte Thyristor-Tetrode als Transistor aufgefaßt. Diese Auffassung gilt in dem Bereich, der das Starten des Stromdurchgangs (das Kippen) noch nicht einschließt.



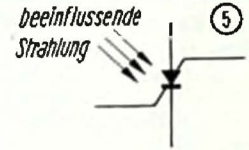
● abschaltbarer Thyristor mit besonders kleiner Restspannung, Abschalten dann mit negativer Anoden-Anodenstarter-Spannung günstiger, d. h. Anode als Steuerelektrode verwendet,

● gepolte Kippdiode, beide Starter offengelassen,

● steuerbare Transistorschaltung **(Bild 4)**,

● Photo-Thyristor (Licht- bzw. Infrarot-Strahlungsfühler mit Kippeigenschaft), aber natürlich nur dementsprechende Typen (z. B. AEG-Telefunken BPY 78) **(Bild 5)**.

Schaltzeichen einer als Photothyristor ausgebildeten Thyristor-Tetrode.



Sachverzeichnis

Abbruchspannung 15
Abschaltstromverstärkung 75
Anode (Thyristor) 7
Anode 1, Anode 2, (Triac) 22
Anodenstarter 74
Antiparallelschaltung 29
Antireihenschaltung 31
Anschluß 1, Anschluß 2 (Triac) 22
Anstiegsgeschwindigkeit, Spannung 15
Anstiegsgeschwindigkeit, Strom 60
Ausgangskennlinien (Thyristor) 10, 11
Ausgangskennlinien (Triac) 23
Basis 1, Basis 2 (UJT) 38
Betriebspunkt (in Bild) 13
Bidirektionaler Thyristor (=Triac) 23
Blockierkennlinien 12, 24
Brennspannung 33
Brennwert 33
Brückengleichrichter mit Thyristor 31
Datenlisten 16
Diac 34
Dimmer 50
Dimmerschaltungen 50 . . . 55, 69, 70
Doppelbasisdiode 36
Doppelbasistransitor 36
Drosseln 72
Durchlaßkennlinie (Thyristor) 11
Durchlaßkennlinie (Triac) 24
Durchlaßspannung 10, 36
Durchschaltzustand 12
Eingangskennfläche (Thyristor) 17
Eingangskennlinien (Thyristor) 16
Eingangskennlinien (Triac) 26
Einpulsbetrieb = Halbwegbetrieb 32, 46 . . . 48
Einschaltstromverstärkung 75
Entstördrosselspule 72, 73
Excitron 7
Freilaufdiode
Freiwerdezeit 15
Gate (Thyristor) 7
Gate (Triac, in Bild) 22
Gatter = Gate 7, 22
Gegenmittel gegen HF-Störungen 63
Gegenmittel gegen Hystereseeffekt 53
Gegenreihenschaltung 31
Gepolte Triggerdiode 36
Glimmdiode 33
Grenzlinien 17
Grenzwerte (Thyristor) 14, 20
Grenzwerte (Triac) 26
Halbwegbetrieb 32, 46 . . . 48
Halbweg-Gleichrichtung 47
Haltestrom 11
Haltewert 11
Hauptstrecke (Thyristor) 10
Hauptstrecke (Triac) 22
HF-Drosseln 72
HF-Störspektren 68
HF-Störungen 66
Höckerspannung 37, 40
Höckerstrom 37
Hystereseeffekt 50
Ignitron 7
Impulsschaltung 45
Induktive Last 57
Inneres Spannungsverhältnis 40
Interbasisspannung 38, 40
Interbasiswiderstand 40
Isolierstoffgehäuse 71
Kaltkatoden-Relaisröhre 7
Katode 7
Kennlinie (Diac) 35
Kennlinie (Doppelbasisdiode) 39
Kennlinie (Glimmdiode) 33, 35
Kennlinien (Thyristor) 11, 17 . . . 21
Kennlinien (Triac) 24, 26
Kennwerte (Thyristor) 15
Kennwerte (Triac) 26
Kippdioden 35
Kipplinie (in Bild) 11
Kleinthyristor 9
Kühlkörper 69
Kurzschlußpunkt (in Bild) 13
Leerlaufpunkt (in Bild) 13
Leistungsthyristor 9
Löschspannung (in Bild) 33
L:R-Zeitkonstante 63
Lückender Strom 32
Metallgehäuse 71
Möglicher Startbereich 19
Nullkippspannung (in Bild) 11, 15
Nullspannungsschalter 67
Offsetspannung 44
Ohmscher Stromkreis 47
Peak 38
Phasenanschnittsteuerung 49

Photothyristor 76
Programmierbarer UJT 36
Pulsen 49
Pulssteuerung 49
PUT 36
Quadranten 25
RC-Glied zusätzlich 53
RC-Überbrückungszweig 61
Relaisröhre 7
Rückstromimpulse 66
Schalten induktiver Last 57
Schalten mit Thyristoren und Triacs 27
Schaltspannung 36
Schaltstrecke (Thyristor) 10
Schaltstrecke (Triac) 22
Schalttransistor 9
Schaltzeichen (Diac) 34
Eine Dimmer-
schaltung nach
Schaltzeichen (PUT) 38
Schaltzeichen (Thyristor) 7
Schaltzeichen (Glimmdiode) 33
Schaltzeichen (Triac) 22
Schaltzeichen (UJT) 38
Schaltzeichen (Vierschichtdiode) 36
Schwingungsdämpfung 70
SCR = Thyristor 7
SGS = Thyristortetrode 74
Sicherer Startbereich (Thyristor) 19
Sicherer Startbereich (Triac) 26
Silicon controlled Rectifier = Thyristor 7
Spannungsnulldurchgang 32
Spektren (Hf-Störungen) 68
Sperrkennlinien (Thyristor) 11
Sperrverzögerungszeit 15
Sperrwinkel (in Bildern) 46 . . . 48
Spitzensperrspannung 37, 40
Startbereiche 19
Starten des Stromdurchgangs (Thyristor) 16
Starten des Stromdurchgangs (Triac) 24, 26
Starterquelle 18
Starterstrecke (Thyristor) 16
Starterstrecke (Triac) 22
Startverzugswinkel 49
Steuerbares Ventil = Thyristor 28
Steuerelektrode (Thyristor) 7
Steuerstrecke (Thyristor) 16
Steuerstrecke (Triac) 22
Störschutzdrossel 68
Störschutzschaltung 68
Störspektrum 68
Störstromkreise 71
Streuung der Eingangswerte 17
Strom-Anstiegsgeschwindigkeit 60
Stromflußwinkelsteuerung 46
Stromflußzeit 47
Symmetrieproblem (induktive Last) 63
Talspannung 37, 40
Talstrom 37
Tetrode (Thyristor) 8
Thyristor 7
Thyristorpaar 29
Thyristor-Tetrode 8, 74
Thyristor und Triac als Schalter 27
Tor (Thyristor) 7
Tor (Triac) 22
Träger-Speicherungs-Effekt 66
Transistor-Impulsschaltung 45
Transistor-Triggerschaltung 45
Triac 22

Triac-Kennlinien 24
Triggerdioden 34
Triggerschaltungen 45
TSE-Störungen 66
UJT 36
Unijunktion-Transistor 36
Unterbrechen von Strömen 57
Valley 38
Ventil, steuerbares 8
Vermeiden der Rundfunkstörungen 66
Vermeiden des Hystereseeffektes 55
Vierdiodenschaltung 63
Vierschichtdiode 36
Vollwegbetrieb 32, 46 . . . 48
Vollweg-Thyristor (= Triac) 8
Vollwellensteuerung 49
Wechselspannungsanschnittsteuerung 49
Wechselstromschalter 28
Wechselstromthyristor (=Triac) 23
Wechselstrom-Triggerdiode 34
Wellenpaketsteuerung 49
Widerstandsgerade 12
Zünden (Glimmröhre) 34
Zünden = Starten des Stromdurchgangs 16, 24, 26
Zündspannung 21, 33
Zündstrom 21
Zündungsverzugswinkel 49
Zündwert 33
Zündwinkel 49
Zündwinkelsteuerung 49
Zusatzspannungsteiler (PUT) 42
Zusatzwiderstände (UJT) 41
Zweidiodenschaltung 55
Zweipulsbetrieb = Vollwegbetrieb 32, 46 . . . 48
Zweirichtungsthyristor 23
Zweizeitkonstantenschaltung 54
Zwischenbasisspannung 38

Der Metallschweißer aus der Tube

(UHU-plus oft besser als Löten, Nieten, Schrauben, Schweißen!)

UHU-plus klebt nicht nur Stahl auf Stahl oder Aluminium auf Eisen. Es „verschweißt" praktisch alles unlösbar mit- und untereinander. Von Buntmetallen bis zu gehärteten Kunststoffen. Von Bakelit bis zu Porzellan. Die Festigkeit der Klebung beträgt max. 300 kg pro cm². Ein Plus um die verschiedensten Werkstoffe bombenfest zu verbinden.

UHU plus®

UHU-Werk H. u. M. Fischer,
758 Bühl (Baden)

aus dem Inhalt Band 1

Der Thyristor · Der Triac · Thyristor und Triac als einfache Schalter · Trigger zum Starten des Stromdurchgangs · Stromfluß-winkel-Beeinflussung · Hysterese-Effekt · Triac bzw. Thyristor als Wechselstrom-schalter · HF-Störungen · Sachverzeichnis

aus dem Inhalt Band 2

Triac-Schaltungen für Dimmer · Steuern mit Thyristoren · Thyristor im Betrieb an Gleich-spannung · Integrierte Schaltung zum Steu-ern von Thyristoren und Triacs · Dämme-rungs-Schalter mit Triacs · Motor-Zündschal-tung · Temperatur-Regelschaltung